

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2010

Bc. Radim Cinek

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Modelování a simulace regulačních struktur s vektorovým řízením a
asynchronním motorem v programu Matlab Simulink**

**Modelling and Simulation of Control Structures with Induction Motor
Vector Control in Matlab Simulink**

2010

Bc. Radim Cinek

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor vektorového řízení asynchronního motoru
2. Sestavení matematického a simulačního modelu regulačních struktur s vektorovým řízením a asynchronním motorem
3. Simulační ověření vlastností regulačních struktur s vektorovým řízením a asynchronním motorem

Prohlášení Studenta

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně.

Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

Prohlašuji, že

- jsem byl seznámen s tím, že na moji diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. – autorský zákon, zejména §35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a §60 – školní dílo.
- беру на вѣдомі, že Vysoká škola báňská – technická univerzita Ostrava (dále jen VŠB-TUO) má právo nevýdělečně ke své vnitřní potřebě diplomovou práci užít (§35 ods. 3).
- souhlasím s tím, že jeden výtisk diplomové práce bude uložen v Ústřední knihovně VŠB-TUO k prezenčnímu nahlédnutí a údaje o diplomové práci budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- беру на вѣдомі, že odevzdáním své práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě

Podpis studenta

Abstrakt

Tato diplomová práce zkoumá principy a vlastnosti asynchronního motoru. Jsou zde odvozeny základní rovnice pro sestavení matematického modelu motoru a zaveden prostorový vektor. Je zde vysvětlena transformace, jak vyjádřit vektory napětí, proudů a spřažených magnetických toků ASM ve dvoufázové souřadné soustavě. Dále popisují elektromechanické vlastnosti a odvozují základní vztahy pro výkon a moment ASM. Vysvětlují podstatu vektorového řízení ASM a regulační struktury. V závěru této práce jsem sestavil v programu MATLAB-SIMULINK simulační modely asynchronního motoru ve statorovém souřadném systému a ověřil jsem tak vlastnosti regulačních struktur s vektorovým řízením a asynchronním motorem.

Klíčová slova

Asynchronní motor, matematický model, vektorové řízení, simulace regulačních struktur, výkon, proud, magnetická spřažení, moment, otáčky.

Abstract

This thesis explores principles and features of an asynchronous motor. There are derived fundamental formulas for design of a motor's mathematical model and there is introduced a space vector. In this thesis there is explanation of transformation how to express voltage and current vectors and coupled magnetic flows ASM in two-phase coordinated system. Further I describe electromechanical features and derive fundamental formulas for power and the turning moment of ASM. I explain the principle of ASM vector control and regulation structures. At the end of the thesis I assembled simulation models of asynchronous motor in a stator coordinated system with program MATLAB-SIMULINK thereby I verified features of regulatory structures with vector control and with asynchronous motor.

Key words

Asynchronous motor, mathematical model, vector control, regulatory structure simulation, power, current, magnetic coupling, turning moment, rotation speed.

Seznam použitých symbolů a zkratek

ASM	asynchronous motor	asynchronní motor
DC	direct current	stejnoseměrný
AC	alternating current	střídavý
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
MOSFET	Metal Oxide Silicon	polem řízený tranzistor
p_p	number	počet pólů
f_s	frequency	kmitočet
n_s	rotor speed	rychlost rotoru
s	slip	skluz
L	inductance	indukčnost
M	mutual inductance	vzájemná indukčnost
$R_R(R_S)$	rotor winding resistance	odpor rotorového vinutí
ψ	magnetic flux	magnetický tok
X	reactance	rozptylová reaktance
I_m	magnetization current	magnetizační proud
σ	dispersion	koeficient celkového rozptylu
P	active power	činný výkon
J	moment of inertia	moment setrvačnosti
ω_s	mechanical speed	mechanická rychlost
GTO	gate turn off thyristor	vypínací tyristor
T	time constant	časová konstanta
KMK	amplification frequency	zesílení měniče kmitočtu
n	station speed	otáčky

Obsah

1. Úvod	1
2. Elektrický pohon s asynchronním motorem	2
2.1. Princip činnosti a základní vlastnosti.....	2
2.2. Náhradní schéma	4
2.2.1. Základní rovnice	5
2.2.2. Transformace souřadnic.....	11
2.2.3. Náhradní schéma v ustáleném tvaru	19
2.2.4. Modifikované náhradní obvody	22
2.3. Výkon a moment	25
2.4. Způsoby řízení	27
2.4.1. Skalární řízení	27
2.4.2. Vektorové řízení	30
3. Simulační ověření vlastností regulačních struktur s vektorovým řízením a asynchronním motorem	40
3.1. Matematický model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem	41
3.1.1. Simulace pohonu s asynchronním motorem napájeným z napěťového střídače.....	42
3.1.2. Parametry čidel a regulátorů:	43
3.2. Jednotlivé simulační průběhy pro žádanou hodnotu otáček $n_m = 400[\text{ot} / \text{min}]$	49
3.3. Jednotlivé simulační průběhy pro žádanou hodnotu otáček $n_m = 2500[\text{ot} / \text{min}]$	56
4. Závěr.....	60
5. Literatura.....	61

1. Úvod

Asynchronní motory (ASM), zvláště pak s kotvou nakrátko, jsou již řadu let nejrozšířenějšími elektromotory. Stalo se tak díky jejich konstrukční jednoduchosti, nízké ceně, vysoké spolehlivosti a účinnosti. Až do 70.let se však používaly výhradně pro pohony s konstantní otáčivou rychlostí (pracovaly na síti 50 Hz) v aplikacích jako jsou míchačky, cirkulárky, ventilátory, čerpadla, kompresory, apod. Největší nevýhodou v oblasti regulovaných pohonů velmi populárních DC motorů jsou mechanický komutátor a sběrné kartáče. Ani jeden z těchto komponentů se u ASM s kotvou nakrátko nevyskytuje. Výkonově ekvivalentní ASM lze tedy napájet vyšším napětím a roztáčet na vyšší otáčky než DC motor.

Z ekonomického a provozního hlediska jsou obrovskou výhodou ASM jeho nízké náklady na údržbu. DC motor musí být pravidelně kontrolován (výměna opotřebovaných kartáčů, broušení komutátoru), kdežto o ASM se kromě občasného mazání ložisek téměř nemusíme starat.

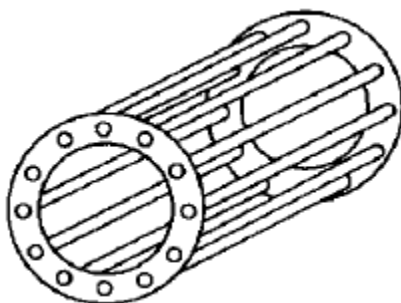
Druhá kapitola se zabývá principem činnosti a základními vlastnostmi elektrického pohonu s asynchronním motorem. Je zde uvedeno náhradní schéma, což je kombinace takových pasivních prvků, ze kterého jsou odvozeny základní rovnice pro matematický model uvažovaného stroje. Vektory napětí, proudů a spřažených magnetických toků lze vyjádřit i ve dvoufázové souřadné soustavě. Tímto se zabývá kapitola s názvem transformace souřadnic. Dále uvádím elektromechanické vlastnosti, kde jsou odvozeny základní vztahy pro výkon a moment. V této kapitole je také vysvětlena podstata vektorového řízení a rovnice popisující dynamiku chování ASM.

Ve třetí kapitole se věnuji simulačnímu ověření vlastností regulačních struktur s vektorovým řízením a asynchronním motorem. Je zde sestaven simulační model asynchronního motoru ve statorovém souřadném systému. Uvádím zde i matematický model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem, který je vhodný pro napájení asynchronních motorů s vektorovým řízením. V této kapitole jsou uvedeny všechny simulační modely a jím odpovídající průběhy.

2. Elektrický pohon s asynchronním motorem

2.1. Princip činnosti a základní vlastnosti

Asynchronní motor je vzhledem ke své konstrukční jednoduchosti nejpoužívanějším elektromotorem. Stator je složen z plechů, v jehož drážkách je uloženo vinutí, pomocí kterého se při napájení střídavým napětím vytváří ve vzduchové mezeře točivé magnetické pole. Rotor bývá konstruován dvojím způsobem. U jedné konstrukční alternativy je ve svazku plechů uloženo třífázové vinutí, obdobné statorovému, jehož vývody jsou vyvedeny na sběrné kroužky, po nichž se smýkají sběrné kartáče. Tento typ stroje se nazývá asynchronní motor s kroužkovou (vinutou, fázovou) kotvou. Mnohem častěji bývá rotor zhotoven v podobě tzv. kotvy nakrátko. Vinutí rotoru (kotvy) je provedeno z hliníkových nebo měděných tyčí, které jsou uloženy v rotorových drážkách. Na obou stranách jsou tyče spojeny tzv. kruhy nakrátko. Kdybychom toto vinutí vyjmuli bez poškození rotoru, viděli bychom, že tvoří klec (Obr.1-1). Proto se někdy rotory s kotvou nakrátko nazývají klecové. Pokud jde o provozní jistotu, patří ASM s kotvou nakrátko vzhledem ke své jednoduchosti a robustnosti k nejspolehlivějším strojům vůbec. V současnosti se vyrábějí ASM s vylepšenou izolací vinutí, jenž jsou vhodné pro napájení z frekvenčních měničů. Díky používání velmi rychlých spínacích prvků (např. IGBT nebo MOSFET tranzistory) v měničích je totiž izolace mnohem více namáhána.



Obr.1-1: Klec nakrátko

Princip ASM je založen na vzájemném elektromagnetickém působení točivého magnetického pole statoru a proudů vznikajících ve vinutí rotoru díky indukci způsobené tímto polem. Točivé magnetické pole se vytváří střídavým napájením statorového vinutí. Napětí, a potažmo i proud v rotoru se bude indukovat pouze při rychlosti rotoru odlišné od synchronní rychlosti točivého pole - tedy při rychlosti asynchronní. Pokud by se rotor točil synchronně s točivým polem, neindukoval by se v něm žádný proud a motor by nevytvářel žádný moment. Synchronní rychlost n_s točivého magnetického pole ve vzduchové mezeře je určena počtem pólů statoru p_p a kmitočtem proudu f_s , který prochází statorovým vinutím, dle vztahu

$$n_s = \frac{60 f_s}{p_p} \quad [1.1-1]$$

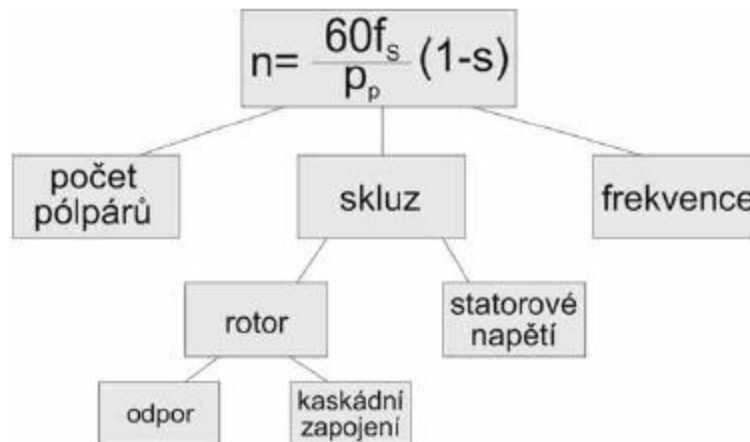
Rychlost rotoru n je menší než rychlost synchronní, a sice vždy o tolik, aby se v něm naindukovalo takový proud, jenž společně s točivým magnetickým polem vyprodukuje moment dostatečný pro pohánění zátěže a pro pokrytí mechanických a elektrických ztrát. Rozdíl rychlosti točivého pole a rotoru vyjadřujeme poměrnou nebo procentní hodnotou, tzv. skluzem s .

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100, \quad [1.1-2]$$

kde n_s značí synchronní rychlost a n rychlost rotoru (tzv. mechanická rychlost). Pro rychlost rotoru tedy platí vztah

$$n = n_s (1 - s) = \frac{60 f_s}{p_p} (1 - s), \quad [1.1-3]$$

z něhož vyplývá, že lze otáčivou rychlost motoru ovlivňovat pouze třemi způsoby: změnou počtu pólů, změnou skluzu nebo změnou napájecího kmitočtu (Obr.1-2). První dva způsoby řízení se uplatňují zejména ve starších a v pohonařsky nenáročných aplikacích, jenž nevyžadují plynulou změnu otáček. Asi od sedmdesátých let se však rychlost otáčení ASM řídí převážně změnou napájecí frekvence.



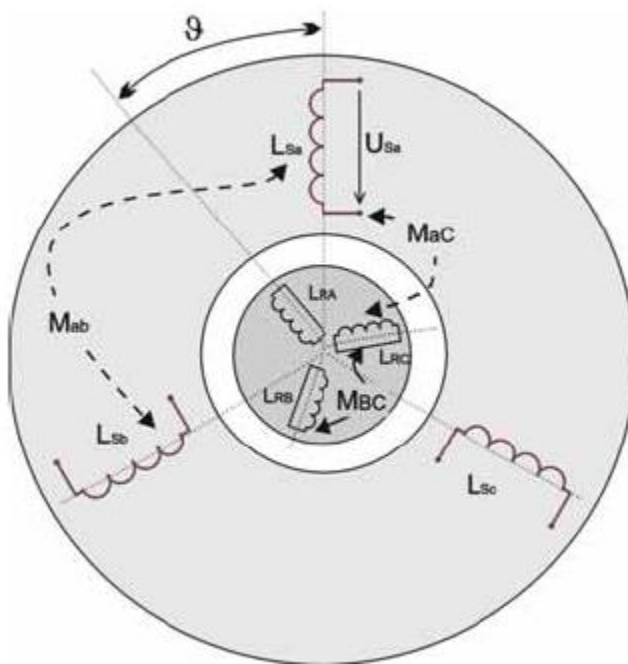
Obr.1-2: Různé způsoby regulace otáček ASM

Nové řady ASM určených pro elektrické pohony mají tyto hlavní znaky:

- zvýšená napěťová a mechanická odolnost proti pulznímu namáhání
- tichý chod
- vysoká teplotní odolnost třídy H nebo F
- zvýšená účinnost
- jednoduchá montáž snímačů otáček
- malá spotřeba maziva v ložiskách

2.2.Náhradní schéma

Hledáme-li náhradní schéma (matematický model) ASM, řešíme vlastně úlohu nalézt takovou kombinaci pasivních prvků - odporů, indukčností, popř. kapacit, která by se chovala stejně jako uvažovaný stroj. Dokážeme-li, že rovnice popisující uvažovaný stroj platí také pro náhradní obvod, můžeme při vyšetřování funkce a vlastností stroje studovat tento obvod, místo abychom řešili původní soustavu rovnic. Je jistě zřejmé, že nalezením náhradního schématu jsme zadanou úlohu nijak nezjednodušili - dosáhli jsme pouze názornější interpretace rovnic. Kromě toho můžeme nalezené schéma vhodně zjednodušit vynecháním některých prvků, spokojíme-li se s menší přesností dalších výpočtů. Rozbor takto zjednodušených náhradních obvodů je potom obvykle velmi snadný a přitom dosažené kvantitativní výsledky mnohdy pro naši potřebu plně vyhoví. Uvažujme prozatím alternativu ASM s vinutou kotvou a jedním pólpárem. Trojfázové statorové i rotorové vinutí je po celém obvodu rozloženo souměrně tak, aby jednotlivé fáze, reprezentované na Obr.1-3 indukčnostmi (L_{Sabc} - stator, L_{RABC} - rotor), byly navzájem posunuty o úhel $\alpha=2\pi/3$.



Obr.1-3: Zjednodušené schéma asynchronního motoru s naznačením vzájemných indukčností

Každé ze šesti vinutí má určitou vlastní indukčnost a kromě toho vzájemnou indukčnost se zbývajících pěti fázemi statorového a rotorového vinutí. Situace se ještě navíc komplikuje tím, že vzájemné indukčnosti některých vinutí jsou funkcí relativní polohy (úhel θ) primárního a sekundárního vinutí stroje - nezapomínejme, že rotor se proti statoru pohybuje, mění se proto i velikost magnetického záběru statorového a rotorového vinutí

2.2.1. Základní rovnice

Při odvozování základních rovnic pro matematický model ASM budeme vycházet z těchto předpokladů:

- motor je napájen třífázovou symetrickou sinusovou elektrickou soustavou
- vinutí jednotlivých fází je pravidelně rozloženo po obvodu statoru (resp. rotoru)
- hodnoty odporů a indukčností jednotlivých fází statoru (resp. rotoru) jsou shodné
- magnetizační charakteristiky jsou lineární
- ztráty v železe jsou zanedbatelné

Indukčnosti ASM

Při určování vlastních a vzájemných indukčností ASM budeme vycházet z Obr.1-3. Statorové i rotorové vinutí předpokládáme trojfázové. Jednotlivé fáze statoru jsou označeny písmeny a, b, c a fáze rotoru písmeny A, B, C . Vlastní indukčnost statorové fáze a má označení L_{Sa} a skládá se z tzv. rozptylové $L_{\sigma Sa}$ a magnetizační indukčnosti L_{mSa} .

$$L_{Sa} = L_{\sigma Sa} + L_{mSa} \quad [1.2-1]$$

Díky souměrnosti statorového a rotorového vinutí platí, že

$$L_{Sa} = L_{Sb} = L_{Sc} = L_{\sigma S} + L_{mS}$$

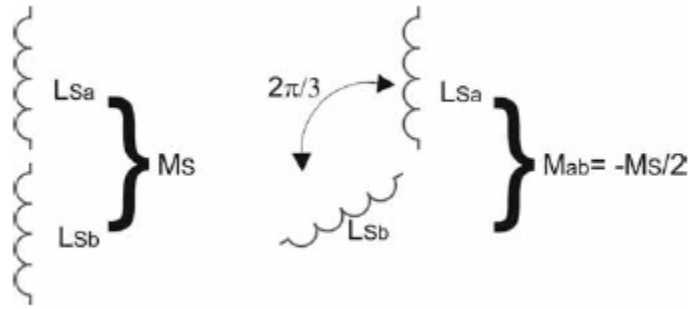
$$L_{RA} = L_{RB} = L_{RC} = L_{\sigma R} + L_{mR} \quad [1.2-2]$$

Vzájemné indukčnosti mezi vinutími statoru (resp. rotoru) jsou záporné, neboť osy těchto vinutí svírají úhel $\alpha = 2\pi/3$ ($\cos 2\pi/3 = -1/2$).

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ca} = M_s \cos \alpha = -\frac{M_s}{2}$$

$$M_{AB} = M_{BC} = M_{CA} = M_R \cos \alpha = -\frac{M_R}{2} \quad [1.2-3]$$

M_s (resp. M_R) je vzájemná indukčnost mezi vinutími statoru (resp. rotoru) v případě, že by tyto vinutí ležely ve stejné ose (Obr.1-4).



Obr.1-4: Vzájemná indukčnost statorového vinutí

Na Obr.1-3 je vidět, že vzájemná poloha dvou fází statoru (a) a rotoru (A) je dána časově proměnným úhlem ϑ . Pro vzájemné indukčnosti mezi statorovou a rotorovou fází tedy při sinusově rozloženém vinutí platí

$$M_{aA} = M_{Aa} = M_{bB} = M_{Bb} = M_{cC} = M_{Cc} = M \cos \vartheta$$

$$M_{aB} = M_{Ba} = M_{bC} = M_{Cb} = M_{cA} = M_{Ac} = M \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$M_{aC} = M_{Ca} = M_{bA} = M_{Ab} = M_{cB} = M_{Bc} = M \cos \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad [1.2-4]$$

kde M je maximální vzájemná indukčnost mezi vinutím statoru a rotoru, tedy v okamžiku, kdy leží ve stejné ose.

Rovnice ASM v trojfázovém systému

Pro jednotlivá vinutí ASM (statorové a, b, c a rotorové A, B, C) můžeme napsat základní napěťovou rovnici

$$u_j = R_j i_j + \frac{d\Psi_j}{dt} \quad (j=a, b, c, A, B, C), \quad [1.2-5]$$

Pro stator tedy

$$u_{S_{abc}} = R_S i_{S_{abc}} + \frac{d\Psi_{S_{abc}}}{dt}$$

a pro rotor

$$u_{R_{ABC}} = R_R i_{R_{ABC}} + \frac{d\Psi_{R_{ABC}}}{dt}, \quad [1.2-6]$$

Kde R_S (resp. R_R) je odpor statorového (resp. rotorového) vinutí jedné fáze.

Celkový spřažený magnetický tok jedné fáze statorového Ψ_S i rotorového Ψ_R vinutí je závislý na proudech procházejících vinutími motoru a skládá se ze dvou složek. Například pro magnetický tok spřažený se statorovou fází a platí

$$\Psi_{Sa} = \Psi_{SSa} + \Psi_{SRa} \quad [1.2-7]$$

kde Ψ_{SSa} je složka vytvářená působením statorových a složka Ψ_{SRa} působením rotorových proudů podle vztahů

$$\Psi_{SSa} = L_{Sa}i_{Sa} + M_{ab}i_{Sb} + M_{ac}i_{Sc}$$

$$\Psi_{SRa} = M_{aA}i_{Ra} + M_{aB}i_{Rb} + M_{aC}i_{RC} \quad [1.2-8]$$

Celkový magnetický tok spřažený s libovolným vinutím, např. se statorovým vinutím a , v trojfázové soustavě se tedy rovná

$$\Psi_{Sa} = L_{Sa}i_{Sa} + M_{ab}i_{Sb} + M_{ac}i_{Sc} + M_{aA}i_{Ra} + M_{aB}i_{Rb} + M_{aC}i_{RC} \quad [1.2-9]$$

Nezapomínejme, že indukčnosti L_{Sa} , M_{ab} , M_{ac} jsou konstanty, zatímco hodnoty indukčností M_{aA} , M_{aB} , M_{aC} jsou závislé na aktuálním natočení rotoru vzhledem ke statoru. Pro zbylých pět fází motoru je struktura rovnic pro spřažené magnetické toky stejná.

Pro magnetický tok Ψ_{Sa} lze s použitím rovnic [1.2-3] a [1.2-4] psát, že

$$\Psi_{Sa} = L_{Sa}i_{Sa} - \frac{M_S}{2}i_{Sb} - \frac{M_S}{2}i_{Sc} + M \cos \vartheta i_{Ra} + M \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right)i_{Rb} + M \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right)i_{Rc}. \quad [1.2-10]$$

Následuje zápis rovnic pro spřažené magnetické toky v maticovém tvaru

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \Psi_{S_a} \\ \Psi_{S_b} \\ \Psi_{S_c} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{S_a} & -\frac{M_S}{2} & -\frac{M_S}{2} \\ -\frac{M_S}{2} & L_{S_b} & -\frac{M_S}{2} \\ -\frac{M_S}{2} & -\frac{M_S}{2} & L_{S_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S_a} \\ i_{S_b} \\ i_{S_c} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \vartheta & \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \vartheta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{R_A} \\ i_{R_B} \\ i_{R_C} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} \Psi_{R_A} \\ \Psi_{R_B} \\ \Psi_{R_C} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{R_A} & -\frac{M_R}{2} & -\frac{M_R}{2} \\ -\frac{M_R}{2} & L_{R_B} & -\frac{M_R}{2} \\ -\frac{M_R}{2} & -\frac{M_R}{2} & L_{R_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{R_A} \\ i_{R_B} \\ i_{R_C} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \vartheta & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \vartheta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S_a} \\ i_{S_b} \\ i_{S_c} \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{1.2-11}$$

Dále předpokládáme, že

$$i_{S_a} + i_{S_b} + i_{S_c} = 0 \quad \text{a} \quad i_{R_A} + i_{R_B} + i_{R_C} = 0, \tag{1.2-12}$$

Tedy

$$i_{S_b} + i_{S_c} = -i_{S_a} \quad \text{a} \quad i_{R_B} + i_{R_C} = -i_{R_A}, \tag{1.2-13}$$

Pro základní polohu rotoru ($\vartheta=0$) potom platí

$$\Psi_{S_a}(\vartheta=0) = \left(L_{S_a} + \frac{M_S}{2} \right) i_{S_a} + \frac{3}{2} M i_{R_A}. \tag{1.2-13}$$

Můžeme zavést výpočtový parametr $L_S = L_{S_a} + \frac{M_S}{2}$, který v sobě který v sobě zahrnuje nejen vlastní indukčnost L_{S_a} , ale i vzájemné indukčnosti druhých dvou fází. Předpokladem je ovšem symetrické 3-fázové vinutí a platnost rovnice [1.2-12]. Člen $3M/2$ lze definovat jako ekvivalentní magnetizační indukčnost $L_m = \frac{3}{2} M$. Tato hodnota představuje maximální magnetickou vazbu 3-fázového elektrického stroje mezi fázemi statoru a rotoru při $\vartheta=0$.

Okamžitá hodnota magnetické indukčnosti je ale funkcí úhlu $\vartheta (L_m e^{j\vartheta})$.

Statorové a rotorové vinutí mají obvykle různý počet závitů (N_S, N_R), někdy i různý krok vinutí (k_{VS}, k_{VR}). Proto je vhodné, podobně jako u transformátoru, přepočítat veličiny

rotorového obvodu ASM na statorový pomocí převodního poměru $k_p = \frac{k_{VS} N_S}{k_{VR} N_R}$. Zajistíme

tak rovnost výsledných hodnot magnetomotorických napětí od statoru i rotoru ve vzduchové mezeře motoru.

$$u_R = k_p u_R$$

$$i_R = \frac{1}{k_p} i_R$$

$$R_R = k_p^2 R_R$$

$$L_R = k_p^2 L_R \quad [1.2-15]$$

Rovnice pro ASM v komplexním tvaru, zavedení prostorového vektoru

Je zřejmé, že magnetické vazby mezi šesti fázemi ASM jeho analýzu velice znesnadňují. Velmi užitečným a praktickým se jeví zápis rovnic v tzv. komplexním tvaru. Předpokládají se ale všechny signály v sinusovém tvaru.

Je vhodné úvodem uvést Eulerovy vztahy:

$$\cos \alpha + j \sin \alpha = e^{j\alpha}$$

$$\cos \alpha = \frac{1}{2} (e^{j\alpha} + e^{-j\alpha})$$

$$\sin \alpha = \frac{1}{2j} (e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}) \quad 1.2-17]$$

A zavést jednotkový vektor $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, pro nějž platí, že

$$\bar{a}^{-2} = \bar{a}^{-1} = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}. \quad [1.2-18]$$

Prostorový vektor proudu nyní mohou definovat jako

$$\bar{i}_S = K (\bar{i}_{Sa} + \bar{a} \bar{i}_{Sb} + \bar{a}^{-2} \bar{i}_{Sc}), \quad [1.2-19]$$

kde K je volitelná konstanta.

Přičemž

$$i_{Sa} = I_{S \max} \cos \omega_s t = \frac{1}{2} I_{S \max} (e^{j\omega_s t} + e^{-j\omega_s t})$$

$$\begin{aligned}
i_{sb} &= I_{s \max} \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} I_{s \max} \left(e^{j\omega_s t} \bar{a}^{-2} + e^{-j\omega_s t} \bar{a} \right) \\
i_{sc} &= I_{s \max} \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} I_{s \max} \left(e^{j\omega_s t} \bar{a} + e^{-j\omega_s t} \bar{a}^{-2} \right)
\end{aligned} \tag{1.2-20}$$

Kde $I_{s \max}$ je amplituda (maximální hodnota) statorového proudu, $\omega_s = 2\pi f_s$ je úhlová rychlost točivého magnetického pole statoru a f_s frekvence proudu ve statorovém vinutí.

Pokud víme, že platí $\bar{a} \cdot \bar{a}^{-2} = 1$, $\bar{a} \cdot \bar{a} = \bar{a}^{-2}$, $\bar{a}^{-2} \cdot \bar{a}^{-2} = \bar{a}$, $1 + \bar{a} + \bar{a}^{-2} = 0$, lze prostorový vektor proudu upravit na tvar

$$\bar{i}_s = \frac{3}{2} K \cdot I_{s \max} \cdot e^{j\omega_s t}. \tag{1.2-21}$$

Konstanta K se v regulovaných elektrických pohonech nejčastěji volí $K=2/3$. Absolutní hodnota prostorového vektoru je potom rovna amplitudě skutečného proudu.

Napěťové rovnice ASM v obecném komplexním tvaru jsou

$$\begin{aligned}
\bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt}, \\
\bar{u}_R &= R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt},
\end{aligned} \tag{1.2-22}$$

Kde

$$\begin{aligned}
\bar{\psi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m e^{j\theta} \bar{i}_R \\
\bar{\psi}_R &= L_R \bar{i}_R + L_m e^{-j\theta} \bar{i}_s.
\end{aligned} \tag{1.2-23}$$

Kombinací rovnic [1.2-22] a [1.2-23] dostáváme pro statorový a rotorový obvod

$$\begin{aligned}
\bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (\bar{i}_R e^{j\theta}) \\
\bar{u}_R &= R_R \bar{i}_R + L_R \frac{d\bar{i}_R}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (\bar{i}_s e^{-j\theta})
\end{aligned} \tag{1.2-24}$$

U ASM s kotvou nakrátko je rotorové napětí vždy nulové ($\bar{u}_R = 0$).

Pokud dále víme, že platí $\frac{d}{dt}(x \cdot y) = \frac{dx}{dt} y + x \frac{dy}{dt}$, lze rovnice [1.2-24] upravit na

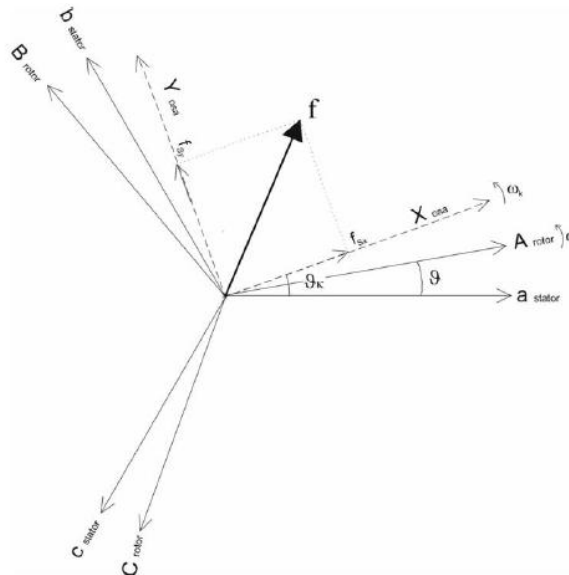
$$\begin{aligned}\overline{u_s} &= R_s \overline{i_s} + L_s \frac{d\overline{i_s}}{dt} + L_m \left(\frac{d\overline{i_R}}{dt} \right) e^{j\vartheta} + j\omega L_m \overline{i_R} e^{j\vartheta} \\ 0 &= R_R \overline{i_R} + L_R \frac{d\overline{i_R}}{dt} + L_m \left(\frac{d\overline{i_s}}{dt} \right) e^{-j\vartheta} - j\omega L_m \overline{i_s} e^{-j\vartheta}\end{aligned}\quad [1.2-25]$$

Kde $\omega = \frac{d\vartheta}{dt}$ je mechanická úhlová rychlost rotoru.

Zavedením prostorového vektoru se nám tedy zápis rovnic pro třífázový ASM značně zpřehlednil a zjednodušil.

2.2.2. Transformace souřadnic

Vektory napětí, proudů a spřažených magnetických toků ASM, jenž jsme až doposud popisovali v rámci trojfázové soustavy (abc), lze snadno vyjádřit i v dvoufázové souřadné soustavě. Předpokládejme nyní obecný rotující dvouosý systém k tvořený kolmými osami x a y jako na Obr. 1-6.



Obr. 1-6: Umístění obecného souřadného systému k (osy x a y) v trojfázové soustavě (osy abc)

Jednotlivé tři složky trojfázové veličiny se jednoduše promítnou do kolmých os x a y . Symboly a, b, c – stator (resp. A, B, C – rotor) označují magnetické osy statorového (resp. rotorového) obvodu a symboly X, Y osa definují pravoúhlý souřadný systém k , jenž se vzhledem ke stojícímu statoru otáčí obecnou úhlovou rychlostí $\omega_k = \frac{d\vartheta}{dt}$. Rotor je vzhledem ke statoru natočen o časově proměnlivý úhel $\vartheta \left(\omega = \frac{d\vartheta}{dt} \right)$.

Trojfázová veličina tedy může být v rámci os x a y popsána následovně

$$f_{Sx} = f_{Sa} \cos \vartheta_k + f_{Sb} \cos \left(\vartheta_k - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{Sc} \cos \left(\vartheta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \quad [1.2-26]$$

$$f_{Sy} = f_{Sa} \sin \vartheta_k + f_{Sb} \sin \left(\vartheta_k - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{Sc} \sin \left(\vartheta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \quad [1.2-27]$$

Kde symbol f reprezentuje libovolnou trojfázovou statorovou veličinu. S použitím Eulerových vztahů dostaneme zápis vektoru

$$\bar{f}_{Sxy}^k = f_{Sx} + j f_{Sy} = f_{Sa} e^{-j\vartheta_k} + f_{Sb} e^{-j\left(\vartheta_k - \frac{2\pi}{3}\right)} + f_{Sc} e^{-j\left(\vartheta_k + \frac{2\pi}{3}\right)} = \left[f_{Sa} + \bar{a} f_{Sb} + \bar{a}^2 f_{Sc} \right] e^{-j\vartheta_k} \quad [1.2-28]$$

Což lze napsat jako

$$\bar{f}_{Sxy}^k = \bar{f}_{Sabc} e^{-j\vartheta_k} \text{ nebo zpětně } \bar{f}_{Sabc} = \bar{f}_{Sxy}^k e^{j\vartheta_k}. \quad [1.2-29]$$

Rovnice [1.2-29] popisuje transformaci vektoru \bar{f}_{Sabc} do obecného rotujícího systému (xy) , jenž je v okamžiku transformace vzhledem k původnímu systému (abc) natočen o úhel ϑ_k . Podobným způsobem lze transformovat i rotorové veličiny. Musíme však navíc uvažovat natočení rotoru vůči statoru o úhel ϑ .

$$\bar{f}_{Rxy}^k = \bar{f}_{RABC} e^{-j(\vartheta_k - \vartheta)} \text{ nebo zpětně } \bar{f}_{RABC} = \bar{f}_{Rxy}^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)}. \quad [1.2-30]$$

Rovnice [1.2-29] a [1.2-30] nyní můžeme použít pro transformaci napětíových rovnic ASM do obecného rotujícího souřadného systému k . Aplikováním vztahu [1.2-29] na napětíové rovnice [1.2-22] dostáváme

$$\begin{aligned}\overline{u}_s^k e^{j\vartheta_k} &= R_s \overline{i}_s^k e^{j\vartheta_k} + \frac{d}{dt} \left(\overline{\psi}_s^k e^{j\vartheta_k} \right) \\ 0 &= R_R \overline{i}_R^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} + \frac{d}{dt} \left(\overline{\psi}_R^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} \right)\end{aligned}\quad [1.2-31]$$

a po derivaci součinu a vykrácení členů $e^{j\vartheta_k}$ a $e^{j(\vartheta_k - \vartheta)}$ dostaneme napět'ové rovnice ASM v obecném rotujícím souřadném systému k.

$$\begin{aligned}\overline{u}_s &= R_s \overline{i}_s^k + \frac{d\overline{\psi}_s^k}{dt} + j\omega_k \overline{\psi}_s^k \\ 0 &= R_R \overline{i}_R^k + \frac{d\overline{\psi}_R^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \overline{\psi}_R^k\end{aligned}\quad [1.2-32]$$

Rovnice mohou být zapsány i ve skalární formě, pokud veličiny rozdělíme na reálnou (x) a imaginární (y) část

$$\begin{aligned}u_{sx} &= R_s i_{sx} + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_k \psi_{sy} \\ u_{sy} &= R_s i_{sy} + \frac{d\psi_{sy}}{dt} - \omega_k \psi_{sx}\end{aligned}\quad [1.2-33]$$

$$\begin{aligned}0 &= R_R i_{Rx} + \frac{d\psi_{Rx}}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{Ry} \\ 0 &= R_R i_{Ry} + \frac{d\psi_{Ry}}{dt} + (\omega_k - \omega) \psi_{Rx}\end{aligned}\quad [1.2-34]$$

Kde

$$\begin{aligned}\overline{u}_s^k &= u_{sx} + j u_{sy} \\ \psi_{sx} &= L_s i_{sx} + L_m i_{Rx} \\ \psi_{sy} &= L_s i_{sy} + L_m i_{Ry} \\ \psi_{Rx} &= L_R i_{Rx} + L_m i_{sx}\end{aligned}$$

$$\psi_{Ry} = L_R i_{Ry} + L_m i_{Sy}. \quad [1.2-35]$$

Rovnice [1.2-33] a [1.2-34] bývají mnohdy vyjádřeny i v maticovém tvaru

$$\begin{bmatrix} u_{Sx} \\ u_{Sy} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + pL_S & -\omega_k L_S & pL_m & -\omega L_m \\ \omega L_S & R_S + pL_S & \omega L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_k - \omega)L_m & R_R + pL_R & -(\omega_k - \omega)L_R \\ (\omega_k - \omega)L_m & pL_m & (\omega_k - \omega)L_R & R_R + pL_R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sx} \\ i_{Sy} \\ i_{Rx} \\ i_{Ry} \end{bmatrix} \quad [1.2-36]$$

$$\text{Kde } p = \frac{d}{dt}$$

Při analýzách ASM je výhodné používat spíše speciální případy obecného systému k . Jak bylo odvozeno, transformace vektoru (např. statorového proudu) z systému os abc do pravoúhlého obecného systému os xy je dána vztahem

$$\overline{i_{Sxy}} = \frac{2}{3} \left[\overline{i_{Sa}} + \overline{a} i_{Sb} + \overline{a}^2 i_{Sc} \right] e^{-j\theta_k}. \quad [1.2-37]$$

Nyní budeme zkoumat tři konkrétní případy obecného systému k , a sice pro $\omega_k = 0$ (systém svázaný se statorem – stacionární), pro $\omega_k = \omega_s$ (systém svázaný s rotujícím magnetickým polem ve vzduchové mezeře – synchronní) a pro $\omega_k = \omega$ (systém svázaný s rotorem).

Stacionární systém - $\alpha\beta$

V tomto případě bude nový souřadný systém jakoby pevně svázan se statorem ($\omega_k = 0$). Souřadnice tohoto systému mají označení α (pro reálnou osu) a β (pro imaginární osu). Tato transformace se nazývá Clarkova. Pokud předpokládáme $\omega_k = 0$, a osu α ztotožněnou s osou a , potom i $\theta_k = 0$ a z rovnice [1.2-37] plyne

$$\overline{i_{S\alpha\beta}} = \frac{2}{3} \left[\overline{i_{Sa}} + \overline{a} i_{Sb} + \overline{a}^2 i_{Sc} \right]. \quad [1.2-38]$$

Když do [1.2-38] dosadíme za a a a^2 dle vztahu [4.2-18], dostaneme

$$\begin{aligned}\overline{i_{s\alpha\beta}} &= i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \frac{2}{3} \left[i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} + j \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sb} - j \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sc} \right] \\ i_{s\alpha} &= \operatorname{Re}\{\overline{i_{s\alpha\beta}}\} = \frac{2}{3} \left[i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right] = i_{sa} \\ i_{s\beta} &= \operatorname{Im}\{\overline{i_{s\alpha\beta}}\} = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sc} \right] = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb} - i_{sc}).\end{aligned}\quad [1.2-39]$$

Pro zpětnou transformaci lze použít vztahy

$$\begin{aligned}i_{sa} &= i_{s\alpha} \\ i_{sb} &= -\frac{1}{2} i_{s\alpha} + i_{s\beta} \\ i_{sc} &= -\frac{1}{2} i_{s\alpha} - i_{s\beta}.\end{aligned}\quad [1.2-40]$$

Napěťové rovnice ve stojícím systému $\alpha\beta$ jsou po dosazení $\omega_k = 0$ od [1.2-33] a [1.2-34] následující

$$\begin{aligned}u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}\end{aligned}\quad [1.2-41]$$

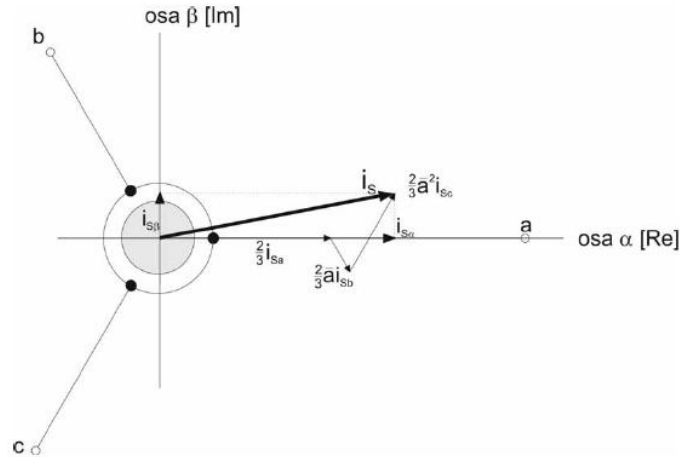
$$\begin{aligned}0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha}\end{aligned}\quad [1.2-42]$$

Kde

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}\end{aligned}$$

$$\psi_{R\alpha} = L_R i_{R\alpha} + L_m i_{S\alpha}$$

$$\psi_{R\beta} = L_R i_{R\beta} + L_m i_{S\beta} . \quad [1.2-43]$$



Obr.1-7: Transformace vektoru proudu z 3-fázového (abc) do 2-fázového ($\alpha\beta$) systému

Synchronně rotující systém – dq

Nyní již budeme vycházet ze stacionárního systému $\alpha\beta$, vůči němuž se systém dq pohybuje rychlostí shodnou se synchronní rychlostí točivého magnetického pole (ω_s) ve vzduchové mezeře motoru.

Pro tyto systémy platí transformační vztah

$$\overline{i_{sdq}} = \overline{i_{s\alpha\beta}} e^{-j\vartheta_s} . \quad [1.2-44]$$

Grafická interpretace tohoto vztahu je na Obr. 1-8.

Jestliže se soustava dq pohybuje vůči soustavě $\alpha\beta$ synchronní rychlostí $\omega_s = \frac{d\vartheta_s}{dt}$, potom pro jednotlivé složky transformovaného vektoru platí následující vztahy (tzv. Parkova transformace):

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \vartheta_s + i_{s\beta} \sin \vartheta_s$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \vartheta_s + i_{s\beta} \cos \vartheta_s . \quad [1.2-45]$$

Vzhledem k tomu, že se vektor statorového proudu otáčí synchronní rychlostí ω_s , bude se v systému dq jevit jako stojící a můžeme tedy s tímto proudem nakládat jako se stejnosměrným. To je výhodné při syntéze regulačních struktur.

Napěťové rovnice ASM v synchronně rotujícím souřadném systému jsou

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq}$$

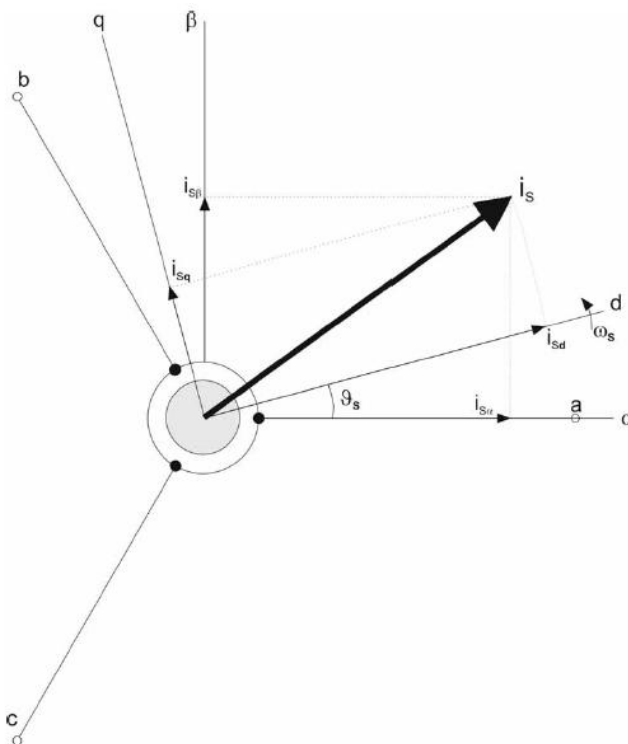
$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd}$$

[1.2-46]

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{rq}$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi_{rd}$$

[1.2-47]



Obr.1-8: Transformace ze systému $\alpha\beta$ do systému dq

Systém svázaný s rotorem – kl

Systém se bude otáčet společně s rotorem mechanickou rychlostí $\omega_k = \omega$.

$$\overline{f_{skl}} = \overline{f_{s\alpha\beta}} e^{-j\vartheta} \quad [1.2-48]$$

Tato transformace je vhodná při zkoumání rotorových veličin.

Napěťové rovnice pro tento systém vypadají následovně

$$\begin{aligned} u_{sk} &= R_s i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt} - \omega \psi_{sl} \\ u_{sl} &= R_s i_{sl} + \frac{d\psi_{sl}}{dt} - \omega \psi_{sk} \end{aligned} \quad [1.2-49]$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{rl} + \frac{d\psi_{rl}}{dt}. \end{aligned} \quad [1.2-50]$$

V tabulce 1-1 jsou shrnuty nejdůležitější odvozené transformační vztahy.

$abc \rightarrow \alpha\beta$	$\alpha\beta \rightarrow abc$
$i_{sa} = i_a$ $i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sb} - i_{sc}) =$ $= \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b$	$i_{sa} = i_a$ $i_{sb} = -\frac{1}{2}i_{sa} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}$ $i_{sc} = -\frac{1}{2}i_{sa} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}$
$\alpha\beta \rightarrow dq$	$dq \rightarrow \alpha\beta$
$i_{sd} = i_{sa} \cos \vartheta_s + i_{s\beta} \sin \vartheta_s$ $i_{sq} = -i_{sa} \sin \vartheta_s + i_{s\beta} \cos \vartheta_s$	$i_{sa} = i_{sd} \cos \vartheta_s - i_{sq} \sin \vartheta_s$ $i_{s\beta} = i_{sd} \sin \vartheta_s + i_{sq} \cos \vartheta_s$

Tab. 1-1: Shrnutí transformačních vztahů

2.2.3. Náhradní schéma v ustáleném tvaru

Pro analýzu asynchronního motoru (ASM) v ustáleném stavu a pro výpočty jeho základních veličin a parametrů je zapotřebí znát jeho náhradní elektrické schéma. Díky časově proměnným magnetickým vazbám mezi statorovými a rotorovými fázemi se návrh regulačního systému a analýza dynamického chování ASM stává poměrně složitou záležitostí (na rozdíl od stejnosměrného motoru). Dynamický model ASM je proto popsán diferenciálními rovnicemi s časově proměnnými koeficienty. Při analýze ASM se s výhodou používají transformace souřadných systémů.

Uvažujme nyní, že je motor napájen sinusovým napětím o konstantní frekvenci f_s . Při odvozování napěťových rovnic ASM v ustáleném stavu budeme vycházet z rovnic [1.2-32], přičemž uvažujeme $\omega_k = 0$.

$$\begin{aligned}\overline{u_s} &= R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\psi_s}}{dt} \\ 0 &= R_r \overline{i_r} + \frac{d\overline{\psi_r}}{dt} - j\omega \overline{\psi_r}\end{aligned}\quad [1.2-50]$$

Dosadíme za toky z rovnic [1.2-35]

$$\begin{aligned}\overline{u_s} &= R_s \overline{i_s} + L_s \frac{d\overline{i_s}}{dt} + L_m \frac{d\overline{i_r}}{dt} \\ 0 &= R_r \overline{i_r} + L_r \frac{d\overline{i_r}}{dt} + L_m \frac{d\overline{i_s}}{dt} - j\omega (L_r \overline{i_r} + L_m \overline{i_s})\end{aligned}\quad [1.2-51]$$

Pokud motor pracuje s konstantními otáčkami, lze potom považovat jeho napěťové diferenciální rovnice za lineární a aplikovat Laplaceovu transformaci ($d/dt = p = j\omega_s$).

Pro ustálený stav lze vektor nahradit výrazem

$$\overline{i_{s\alpha\beta}} = \vec{I_s} e^{j\omega_s t} \quad [1.2-52]$$

Přičemž $\vec{I_s} = I_{s\max} e^{j\varphi_s}$ je fázor statorového proudu a $I_{s\max}$ je jeho amplituda a φ_s jeho fázový posun. Napěťové rovnice ASM v ustáleném stavu tedy nabudou tvaru

$$\vec{U_s} = R_s \vec{I_s} + j\omega_s L_s \vec{I_s} + j\omega_s L_m \vec{I_r}$$

$$0 = R_R \vec{I}_R + j(\omega_S - \omega) L_R \vec{I}_R + j(\omega_S - \omega) L_m \vec{I}_S. \quad [1.2-53]$$

Zavedením reaktancí $X_S = \omega_S L_S$, $X_R = \omega_S L_R$, $X_m = \omega_S L_m$ a skluzu $s = (\omega_S - \omega) / \omega_S$ dostaneme

$$\vec{U}_S = R_S \vec{I}_S + jX_S \vec{I}_S + jX_m \vec{I}_R$$

$$0 = \frac{R_S}{s} \vec{I}_R + jX_R \vec{I}_R + jX_m \vec{I}_S. \quad [1.2-54]$$

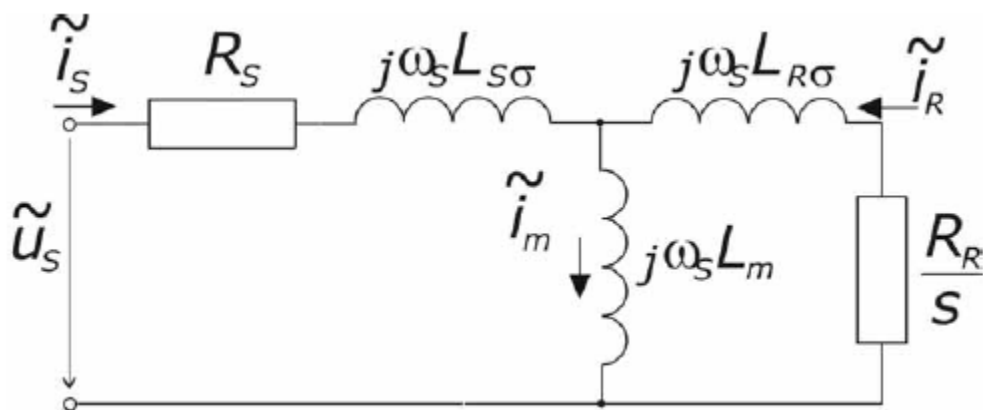
Dále je možné zavést tzv. magnetizační proud $\vec{I}_m = \vec{I}_S + \vec{I}_R$ a rozptylové reaktance $X_{S\sigma} = X_S - X_m$, $X_{R\sigma} = X_R - X_m$.

Rovnice [1.2-54] potom vypadají následovně

$$\vec{U}_S = (R_S + jX_{S\sigma}) \vec{I}_S + jX_m \vec{I}_m$$

$$0 = \left(\frac{R_R}{s} + jX_{R\sigma} \right) \vec{I}_R + jX_m \vec{I}_m. \quad [1.2-55]$$

Těmto rovnicím odpovídá náhradní schéma pro ASM v ustáleném stavu na Obr. 1-9.



$$L_{S\sigma} = L_S - L_m, \quad L_{R\sigma} = L_R - L_m$$

Obr. 1-9: Náhradní obvod ASM pro ustálený stav

Toto náhradní jednofázové schéma ASM se velmi podobá schématu pro transformátor (odpor R_{Fe} reprezentující ztráty v železe se u ASM zanedbává, neboť nemá vliv na jeho pracovní vlastnosti, pouze na jeho ztráty).

V souvislosti s náhradním obvodem ASM se často objevují tyto parametry a veličiny:

$L_S(X_S)$ celková vlastní indukčnost (reaktance) jedné fáze statoru;

$$L_S = L_m + L_{S\sigma} = (1 + \sigma_S)L_m$$

$L_{S\sigma}(X_{S\sigma})$ rozptylová indukčnost (reaktance) jedné fáze statoru

$L_R(X_R)$ celková vlastní indukčnost (reaktance) jedné fáze rotoru;

$$L_R = L_m + L_{R\sigma} = (1 + \sigma_R)L_m$$

$L_m(X_m)$ magnetizační indukčnost (reaktance)

σ_S statorový koeficient rozptylu; $\sigma_S = L_{S\sigma} / L_m$

σ_R rotorový koeficient rozptylu; $\sigma_R = L_{R\sigma} / L_m$

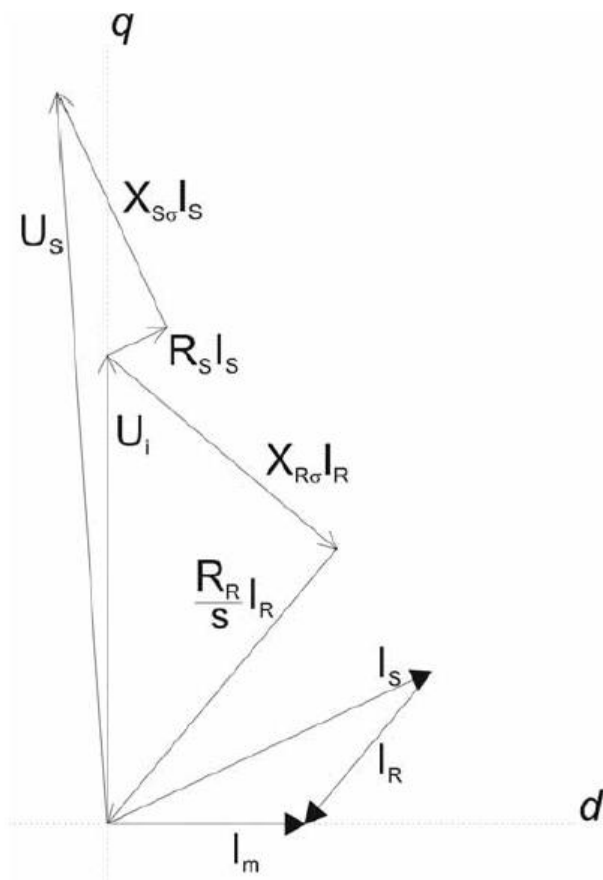
σ koeficient celkového rozptylu; $\sigma = 1 - 1 / ((1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)) = 1 - L_m^2 / L_S L_R$

ψ_S celkový magnetický tok jedné fáze statoru; $\psi_S = \psi_m + \psi_{S\sigma}$

ψ_R celkový magnetický tok jedné fáze rotoru; $\psi_R = \psi_m + \psi_{R\sigma}$

ψ_m hlavní (magnetizační) magnetický tok; $\psi_m = L_m I_m$

I_m magnetizační proud; $I_m = I_S + I_R$



Obr. 1-10: Fázorový diagram ASM podle obrázku 1-9

2.2.4. Modifikované náhradní obvody

Použitím prostorového vektoru jsme dosáhli zjednodušení a zpřehlednění diferenciálních rovnic popisujících ASM, na jejichž základě lze sestavit model ASM. Tento model lze poté použít pro náhradní reprezentaci ASM v jeho konkrétních pracovních stavech. Pro každou aplikaci existuje pracovní omezení, jenž specifikují určitý stav a umožňují nám tím upravit obecný model ASM do vhodnější podoby. Přímé použití modelu ASM s komplexními veličinami je vhodné zejména v pracovní oblasti konstantních otáček, kdy se diferenciální rovnice linearizují a nabývají konstantních koeficientů. Náhradní obvod, jenž správně reprezentuje rovnice pro ASM je velmi užitečný pro pochopení jeho činnosti.

Rovnice pro náhradní schéma ASM pro ustálený stav byly odvozeny v předešlé kapitole. Modifikovaná schémata lze vykreslit na základě úpravy rovnic [1.2-53]

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s L_s \vec{I}_s + j\omega_s L_m \vec{I}_R$$

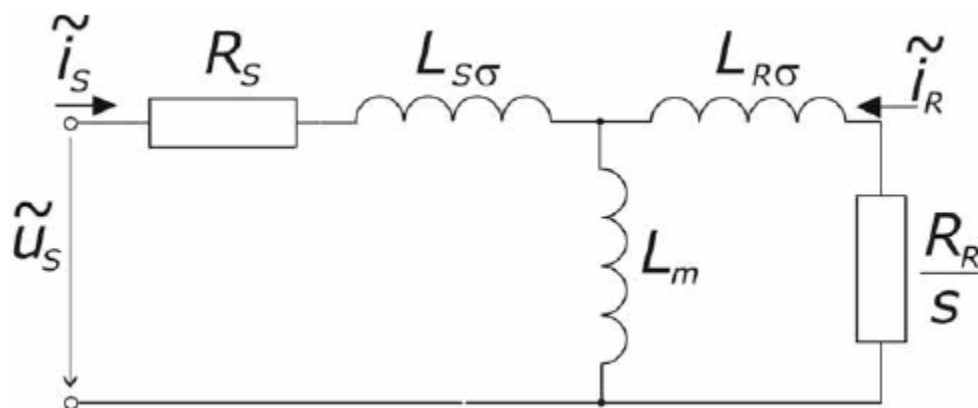
$$0 = R_R \vec{I}_R + j(\omega_S - \omega) L_R \vec{I}_R + j(\omega_S - \omega) L_m \vec{I}_S \quad [1.2-56]$$

Do rotorové rovnice zavedeme proměnnou skluz $s = (\omega_S - \omega)/\omega_S$ a do obou pomocnou konstantu b .

$$\vec{U}_S = (R_S + j\omega_S L_S) \vec{I}_S + b \cdot j\omega_S L_m \frac{\vec{I}_R}{b}$$

$$b \cdot 0 = b^2 \cdot \left(\frac{R_R}{s} + j\omega_S L_R \right) \frac{\vec{I}_R}{b} + b \cdot j\omega_S L_m \vec{I}_S \quad [1.2-57]$$

Všimněte si, že zavedením konstanty b jsme nikterak nepozměnili matematický smysl rovnic. Parametry těchto rovnic jsou tedy R_S , $b^2 R_R$, L_S , $b^2 L_R$, $b L_m$ a veličinami u_S , i_S , i_R/b , kde b je libovolně volitelná konstanta (kromě $b=0$ nebo ∞). Pokud nás nezajímají skutečné aktuální hodnoty rotorového proudu, není nutné znát ani b . Pro $b=1$ dostaneme klasické náhradní schéma ASM (Obr. 1-11).

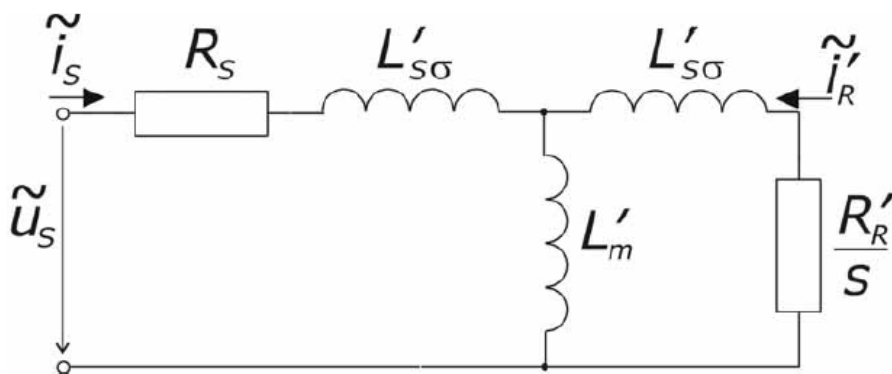


$$L_{S\sigma} = L_S - L_m, \quad L_{R\sigma} = L_R - L_m$$

Obr. 1-11: Klasické náhradní schéma ASM (T-článek)

Vhodnou volbou této konstanty lze však obecný model ASM převést do následujících modifikací (odpory a indukčnosti označené čárkou představují modifikovanou hodnotu vztahující se k danému typu obvodu):

- 1) $\sqrt{\frac{L_S}{L_R}}$ - v modelu se při této volbě rovnají vlastní indukčnosti statoru a rotoru.

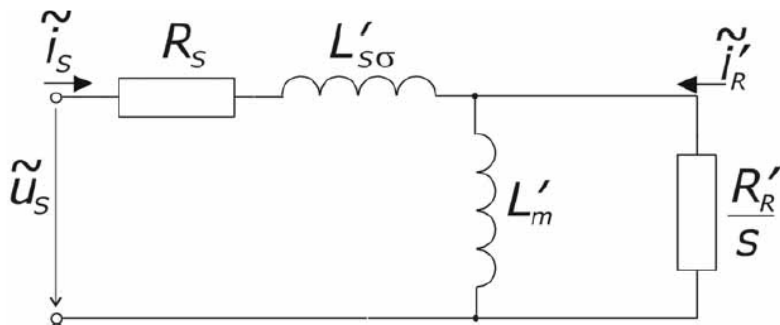


$$L'_{s\sigma} = L_S - L'_m, \quad L'_m = L_m \sqrt{\frac{L_S}{L_R}}, \quad R'_R = R_R \frac{L_S}{L_R}, \quad \vec{i}'_R = \vec{i}_R \sqrt{\frac{L_R}{L_S}}$$

Obr. 1-12: Modifikovaný model ASM se shodnými rozptylovými indukčnostmi

- 2) $b = \frac{L_m}{L_R}$ - magnetizační indukčnost a vlastní indukčnost rotoru budou mít stejnou hodnotu.

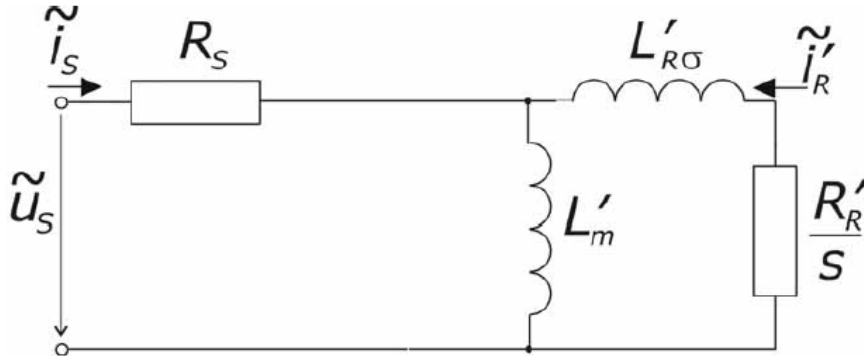
Tato modifikace je velmi vhodná zejména pro systémy využívající pro řízení metodu založenou na konstantním rotorovém toku.



$$L'_{s\sigma} = L_S - L'_m, \quad L'_m = \frac{L_m^2}{L_R}, \quad R'_R = R_R \left[\frac{L_m}{L_R} \right]^2, \quad \vec{i}'_R = \vec{i}_R \frac{L_R}{L_m}$$

Obr. 1-13: Modifikovaný model ASM s indukčnostmi pouze na statorové straně

- 3) $b = \frac{L_S}{L_m}$ - magnetizační indukčnost a vlastní indukčnost statoru budou mít stejnou hodnotu.



$$L'_{R\sigma} = L_R \left[\frac{L_s}{L_m} \right]^2 - L_s, \quad L'_m = L_s, \quad R'_R = R_R \left[\frac{L_s}{L_m} \right]^2, \quad \vec{i}'_R = \vec{i}_R \frac{L_m}{L_s}$$

Obr. 1-14: Modifikovaný model ASM s indukčnostmi pouze na rotorové straně

2.3. Výkon a moment

Až doposud jsme na ASM nahlíželi jako na systém složený z navzájem se ovlivňujících magnetických obvodů, a jeho elektromechanické vlastnosti jsme víceméně ignorovali. Nyní odvodíme základní vztahy pro výkon a moment ASM.

Pro činný výkon odebíraný motorem ze sítě platí (při $K=2/3$)

$$P_1 = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ \overline{u_s} \cdot \overline{i_s}^* \}, \quad [1.3-1]$$

Kde $*$ označuje komplexně sdružený vektor a Re reálnou část výrazu ve složené závorce. Nyní s výhodou použijeme systém kolmých os dq , tedy zápis v tzv. synchronních souřadnicích.

Po dosazení za vektor statorového napětí z rovnic [1.2-46] (v synchronních souřadnicích dq)

$$\overline{u_{sdq}} = R_s \overline{i_{sdq}} + \frac{d\overline{\psi_{sdq}}}{dt} + j\omega_s \overline{\psi_{sdq}}$$

Bude vztah pro příkon

$$P_1 = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ R_s \overline{i_s} \overline{i_s}^* \} + \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \frac{d\overline{\psi_{sdq}}}{dt} \overline{i_s}^* \right\} + \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ j\omega_s \overline{\psi_{sdq}} \overline{i_s}^* \}. \quad [1.3-3]$$

Výkon přiváděný do motoru lze tedy rozdělit na tři části. První představuje tepelné ztráty ve vinutí statoru ($\overline{i_s i_s^*} = 2I_{sef}^2 \Rightarrow P_{teplo} = 3R_s I_{sef}^2$). Druhá část reprezentuje časovou změnu energie magnetického pole v indukčnostech. Zbytek výkonu vstupuje do vzduchové mezery (označuje se P_δ) a posléze se mění v mechanický výkon (na hřídeli) a rotorové ztráty.

Po dosazení za $\overline{\psi_{sdq}} = \psi_{sd} + j\psi_{sq}$ a $\overline{i_{sdq}^*} = i_{sd} - ji_{sq}$ dostaneme pro P_σ

$$\begin{aligned} P_\delta &= \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{j\omega_s \overline{\psi_{sdq}} \overline{i_{sdq}^*}\} = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{j\omega_s (\psi_{sd} i_{sd} - j\psi_{sd} i_{sq} + j\psi_{sq} i_{sd} + \psi_{sq} i_{sq})\} = \\ &= \frac{3}{2} \omega_s (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \end{aligned} \quad [1.3-4]$$

Pro vnitřní moment motoru platí $m_i = \frac{P_\delta}{\omega_s} P_p$. [1.3-5]

Mechanický výkon na hřídeli se vypočte jako $P_{mech} = P_\delta (1 - s)$, [1.3-6]

Kde $(\omega_s - \omega) / \omega_s$ je skluz rotoru a p_p je počet pólů motoru.

Dosadíme-li [1.3-4] a [1.3-5], potom

$$m_i = \frac{P_{mech}}{\omega} = \frac{3}{2} p_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}). \quad [1.3-7]$$

Pro vnitřní moment lze odvodit mnoho dalších vztahů kombinujících statorové a rotorové toky a proudy, jako například

$$\begin{aligned} m_i &= \frac{3}{2} p_p L_m \operatorname{Im}\{\overline{i_s} \cdot \overline{i_R^*}\} \\ m_i &= \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_R} \operatorname{Im}\{\overline{i_s} \cdot \overline{\psi_R^*}\} \\ m_i &= \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_R} \operatorname{Im}\{\overline{\psi_s} \cdot \overline{\psi_R^*}\}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_R}. \end{aligned} \quad [1.3-8]$$

Elektromechanické vlastnosti ASM doplňuje vztah

$$m_i = J \frac{d\omega}{dt} + m_z, \quad [1.3-9]$$

Kde ω je mechanická rychlost rotoru [rad/s], m_z je zátěžný moment a J moment setrvačnosti motoru. Výraz $J \frac{d\omega}{dt}$ je nazýván dynamickým momentem.

2.4. Způsoby řízení

Návrh regulačních obvodů pro ASM je v porovnání s regulační syntézou DC pohonů značně komplikován nelineárními vztahy mezi jednotlivými veličinami (momentem, magnetickými toky a otáčkami). Otáčky ASM lze z jeho principu řídit:

- změnou počtu pólů statoru p_p (např. 2/4, 4/6; tento způsob řízení vyžaduje speciální konstrukční uspořádání statorového vinutí)
- změnou odporu v rotorovém obvodu (pouze u ASM s kroužkovou kotvou)
- řízením skluzového výkonu (pouze u ASM s kroužkovou kotvou – tzv. kaskádní řízení)
- řízením statorového napětí (změnou amplitudy napětí při konstantní frekvenci napájecí sítě)
- frekvenčně-amplitudovým řízením

První čtyři způsoby se používaly a používají většinou pouze pro pohonářsky nenáročné aplikace a nesou s sebou spoustu nevýhod.

Poslední způsob, regulace rychlosti ASM změnou frekvence a amplitudy statorového napětí, mohl být realizován pouze s použitím spolehlivých výkonových polovodičových součástek, a to bylo možné až od počátku 70. let, kdy byla dostupná vhodná polovodičová a mikroprocesorová technika.

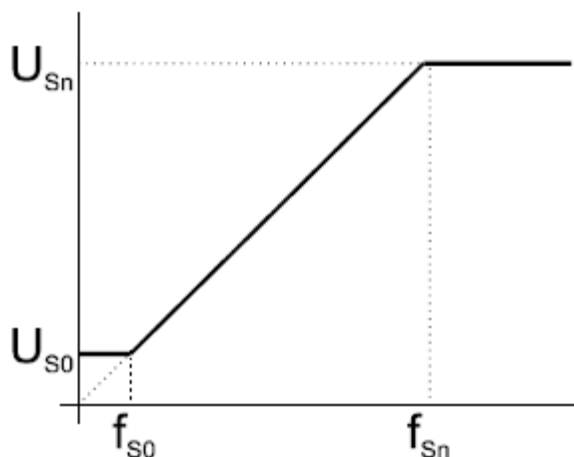
Předpokládejme nyní, že máme k dispozici frekvenční měnič s napěťovým stejnosměrným meziobvodem. Nyní potřebujeme k tomu, abychom mohli ovládat ASM dle našich představ vhodný řídicí algoritmus a regulační mikroprocesorovou desku, na jejímž konci budou k dispozici řídicí budící signály pro spínání výkonových tranzistorů nebo tyristorů ve střídači.

2.4.1. Skalární řízení

Při tomto způsobu řízení jsou regulovány pouze amplitudy jednotlivých veličin. Řídicí a zpětnovazební signály jsou tedy stejnosměrné, což značně usnadňuje návrh regulačních obvodů.

Výstupem regulačních algoritmů je požadované napětí a frekvence, jakožto vstup pro modulátor.

Skalární řízení v uzavřené smyčce (zpětnovazební) dosahuje velké statické přesnosti regulace. Je vhodné pro jednodušší aplikace (čerpadla, ventilátory). Pro dynamicky náročné aplikace a pro servopohony však není vhodné.



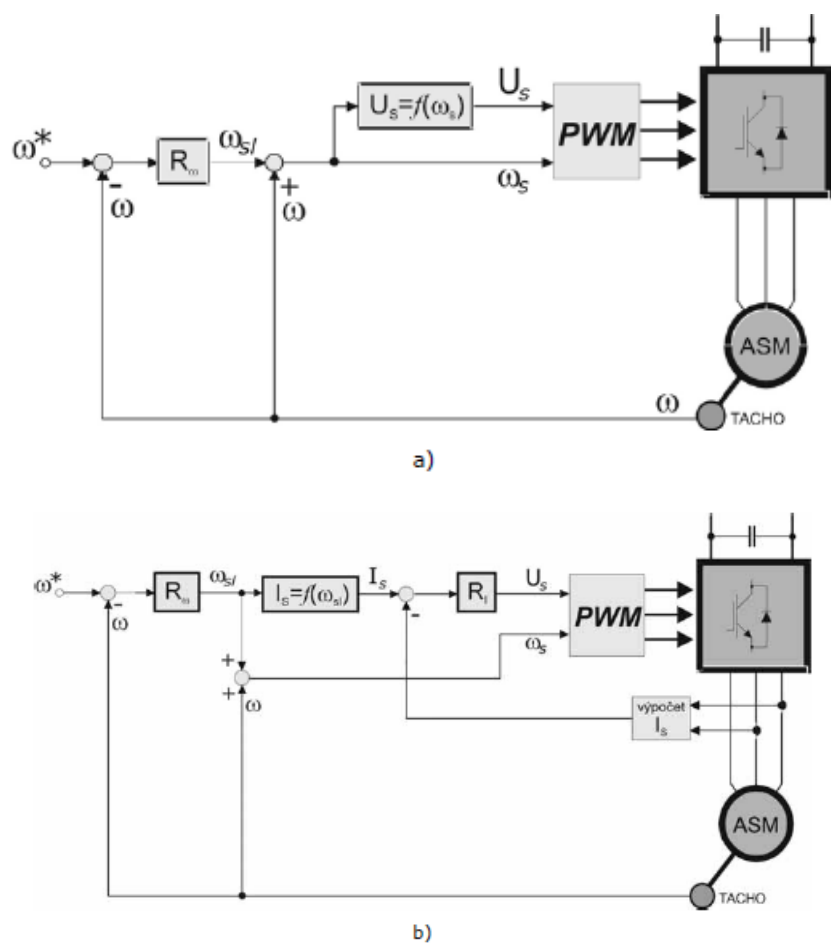
Obr. 1-16: Nelineární závislost U_s na f_s

Pro efektivní využívání magnetického obvodu ASM je vhodné jej řídit při konstantním magnetickém toku. Ten je jak známo závislý na indukovaném napětí a úhlové rychlosti, respektive frekvenci, točivého magnetického pole dle vztahu $\psi \approx \frac{U_i}{\omega_s}$.

Pro udržování konstantního toku ψ je tedy nezbytné zajistit konstantní poměr U_i / ω_s . Napětí U_i bývá nahrazováno statorovým napětím U_s , neboť jejich rozdíl je při normálních provozních stavech a při vyšších frekvencích velmi malý. Pro nízké frekvence je však již zapotřebí kompenzovat úbytek napětí na statorovém odporu R_s , což vede k nelineární závislosti U_s na napájecí frekvenci f_s (Obr. 1-16).

Tento způsob řízení ASM je nazýván skalárním proto, že je zde regulována pouze absolutní hodnota napětí U_s a frekvence f_s . Prostorová orientace vektoru napětí není rozhodující.

Existuje mnoho typů regulačních struktur skalárního řízení. Liší se mezi sebou přístupem k jednotlivým stavovým veličinám pohonu. Podle požadavků aplikace považují některé veličiny za výchozí a ostatní s nimi svazují. Používají se různá optimalizační kritéria, různé způsoby získávání skutečných veličin, pro realizaci se volí různá technika, apod.



Obr. 1-17: Typické regulační struktury skalárního řízení

Na obrázku 1-17 jsou dva příklady skalárního řízení ASM. První (1-17a) tzv. napět'ově-kmitočtové schéma využívá pro otáčkovou regulaci pouze zpětné vazby z čidla rychlosti. Výstupem regulátoru otáček je skluzová rychlost ω_{sl} . Synchronní rychlost dostaneme sečtením skluzové a mechanické rychlosti ($\omega_s = \omega_{sl} + \omega$). Správná závislost amplitudy satorového napětí U_s na vstupní frekvenci f_s je zajišťována buďto výpočtem určité funkce, nebo vyhledávací tabulkou, která aproximuje závislost na Obr. 1-16. Do PWM modulátoru vstupují signály U_s^* a ω_s^* . Výstupem jsou pulsy pro spínání tranzistorů ve střídači. Obrázek 1-17b (tzv. proudově-kmitočtové schéma) obsahuje navíc nelineární člen $I_s = f(\omega_{sl})$ a vnitřní proudovou regulační smyčku, takže požadované satorové napětí je výstupem proudového regulátoru.

2.4.2. Vektorové řízení

V roce 1969 představil německý vědec Hasse nový způsob řízení ASM napájeného z PWM střídače založený na vektorově popsaném modelu ASM. Tento způsob řízení vykazoval v té době výborné dynamické vlastnosti ve srovnání se skalárně řízenými AC pohony. Tato teorie, jenž se v té době zdála neobvyklou a nepřírozenou a navíc velice náročnou na realizaci (bylo zapotřebí zabudovat do motoru Hallové sondy pro přímé měření polohy magnetického toku), však nevzbudila takovou pozornost jakou by si možná zasloužila. Nicméně, byla to první vlaštovka v oblasti vektorového řízení AC pohonů.

O několik let později, v sedmdesátých letech, publikoval Felix Blaschke^[18] obecnou teorii řízení AC motoru napájeného z libovolného frekvenčního měniče. Při sestavování této teorie vycházel jak z vlastní intuice tak z matematických a fyzikálních zákonů. Vycházel ze vzájemných vztahů mezi vektory magnetických toků a magnetomotorických napětí a demonstroval, že souřadný systém svázaný s rotorem nebo se zvoleným magnetickým tokem představuje základní princip pro návrh řídicích struktur, neboť umožňuje nezávisle regulovat magnetický tok a moment ASM, což bylo až doposud nejvíce ceněnou regulační vlastností DC motorů. Zároveň zavedl pojem „Field Orientation“, jenž se dodnes užívá pro popis takového řízení AC motorů (u nás se vžil pojem vektorové řízení).

Princip vektorového řízení

Nejčastěji se podstata vektorového řízení ASM vysvětluje na analogii s řízením otáček a momentu cize buzeného DC motoru. Regulace otáček se u DC motoru provádí zpravidla změnou napětí na kotvě při udržování konstantního buzení. Pokud se motor točí naprázdno, teče kotvou minimální proud a indukované napětí je téměř shodné s napětím napájecím. Když motor zatížíme určitým momentem, zvýší se odebíraný proud ($M \approx \phi_b I_a$) a tím i úbytek napětí na odporu kotvy. To vede ke snížení indukovaného napětí a tím i ke snížení aktuálních otáček DC motoru ($U_i \approx c\phi_{b\omega}$). Pro každé napětí kotvy lze tedy určit příslušnou momentovou charakteristiku ($M = f(\omega)$). Aktuální rychlost otáčení motoru je potom dána velikostí kotevního napětí a momentem, jímž je motor zatěžován. Obdobně se chová i frekvenčně řízený ASM při konstantním udržování poměru U/f . V obou případech jsou proud i rychlost ovlivňovány mírou zatížení motoru podle momentové charakteristiky příslušející danému nabuzení motoru.

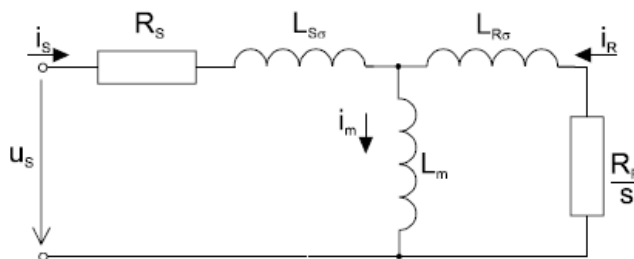
Regulace momentu se u DC motoru provádí jednoduše řízením kotevního proudu I_a . Aby motorem vyprodukovaný moment vždy proporcionálně odpovídal žádané hodnotě proudu I_a^* , musí být dodrženy tyto podmínky:

- 1) Zajistit nezávislou regulaci proudu I_a pro kompenzaci úbytků napětí na odporu a na rozptylové indukčnosti.
- 2) Zajistit konstantní nebo nezávisle regulovaný budící magnetický tok

- 3) Udržovat úhel mezi vektorem budicího magnetomotorického napětí ($F_b \approx \phi_b$) a magnetomotorického napětí kotvy ($F_a \approx I_a$) na hodnotě 90° , aby se nemohly vzájemně ovlivňovat (Obr. 1-3)

Pokud nebudou tyto podmínky splněny (v ustálených i přechodných stavech), nebude dosaženo dobré regulace momentu. Splnění podmínek 2) a 3) je u DC motorů zajišťováno natočením komutátoru (případně kompenzačními a komutačními póly) a nezávislým cizím buzením. U střídavých strojů je pro jejich naplnění zapotřebí použít speciálních řídicích metod. Z tohoto důvodu je momentová regulace AC motorů mnohem složitější a komplikovanější. První střídavé pohony s regulací momentu na principu vektorového řízení byly se synchronním motorem, jenž má díky cize buzenému vinutí na rotoru k DC motoru blíže než ASM.

Na Obr. 1-18 je známý náhradní obvod ASM pro ustálený stav.

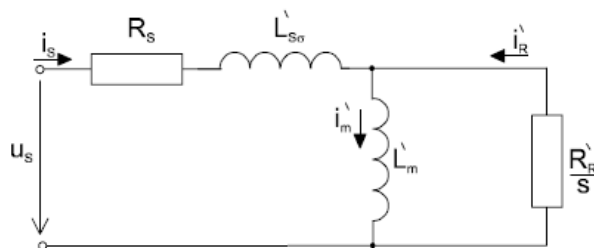


Obr. 1-18: Klasické náhradní schéma ASM, tzv. „T-článek“

Vnitřní moment m_i produkovaný motorem je úměrný výkonu P_δ přenášeném přes vzduchovou mezeru ASM podle vztahu [1.3-5]. Výkon P_δ se podle ekvivalentního schématu z Obr. 1-18 spotřebuje na odporu R_R/s podle vztahu $P_\delta = 3I_R^2 R_R / s$, kde s je skluz. Napětí na odporu R_R/s je $\overrightarrow{U_{R_R}} = \overrightarrow{I_R} \frac{R_R}{s}$. Pro moment pak platí

$$m_i = 3p_p \frac{\overrightarrow{I_R}^2 R_R}{s\omega_s} = 3p_p \frac{\overrightarrow{U_{R_R}} \overrightarrow{I_R}}{\omega_s}. \quad [1.5-1]$$

Pro demonstraci analogie mezi řízením ASM a DC motoru je vhodnější použít modifikovaný náhradní obvod ASM na obrázku 1-19 odvozený v kapitole 1.2.4.



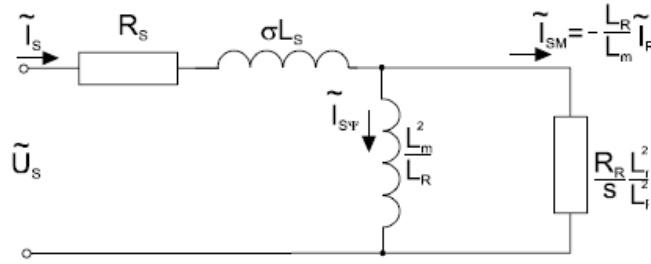
Obr. 1-19: Modifikované náhradní schéma ASM

Parametry v tomto obvodu jsou upraveny tak, aby rotorový obvod neobsahoval rozptylovou indukčnost, a byl tudíž čistě rezistivní.

Vztahy mezi parametry obou ekvivalentních obvodů z Obr. 1-18 a z Obr. 1-19 jsou uvedeny v tabulce 1-2.

Parametr	"T-článek" (obr.4-18)	modifikovaný obvod (obr.4-19)
magnetizační indukčnost	L_m	$L'_m = \frac{L_m^2}{L_R}$
rozpt. indukčnost statoru	$L_{S\sigma}$	$L'_{S\sigma} = L_S - \frac{L_m^2}{L_R} = \sigma L_S$
rozpt. indukčnost rotoru	$L_{R\sigma}$	$L'_{R\sigma} = 0$
statorový odpor	R_S	R_S
rotorový odpor	R_R	$R'_R = R_R \left(\frac{L_m}{L_R} \right)^2$
statorový proud	I_S	I_S
rotorový proud	I_R	$I'_R = I_R \frac{L_R}{L_m}$
napětí na R_R	U_{R_R}	$U'_{R_R} = U_{R_R} \frac{L_m}{L_R}$

Na Obr. 1-20 je modifikovaný náhradní obvod z obrázku 1-19 překreslen s uvedením nových modifikovaných hodnot parametrů a proudů. Je z něj patrné rozdělení statorového proudu i_s na dvě části. Jedna složka protékající novou magnetizační větví (čistě induktivní) je označena $I_{S\psi}$ a druhá, s označením I_{SM} , protéká modifikovaným rotorovým odporem (čistě rezistivní). Pro proud I_S tedy platí zápis $\vec{I}_S = \vec{I}_{S\psi} + \vec{I}_{SM}$.



Obr. 1-20: Modifikované náhradní schéma ASM

Amplituda napětí $\overrightarrow{U_{R_R}}$ je v ustáleném stavu úměrná úhlové frekvenci ω_s a rotorovému magnetickému toku $\overrightarrow{\psi_R} = \psi_R e^{j\omega_s t}$ podle vztahu

$$\overrightarrow{U_{R_R}} = j\omega_s \overrightarrow{\psi_R}. \quad [1.5-2]$$

Pro proud $I_{S\psi}$ z Obr. 1-20 plyne

$$\overrightarrow{I_{S\psi}} = \frac{\frac{L_m}{L_R} \overrightarrow{U_{R_R}}}{j\omega_s \frac{L_m^2}{L_R}} = \frac{\overrightarrow{U_{R_R}}}{j\omega_s L_m} \quad [1.5-3]$$

$$\text{a } \overrightarrow{I_{S\psi}} = \overrightarrow{I_S} - \overrightarrow{I_{SM}} = \overrightarrow{I_S} + \frac{L_R}{L_m} \overrightarrow{I_R} = \overrightarrow{I_S} + (1 + \sigma_R) \overrightarrow{I_R}, \text{ kde } \sigma_R = \frac{L_R \sigma}{L_m}.$$

Kombinací [1.5-2] a [1.5-3] dostaneme

$$\overrightarrow{\psi_R} = L_m \overrightarrow{I_{S\psi}}, \quad [1.5-4]$$

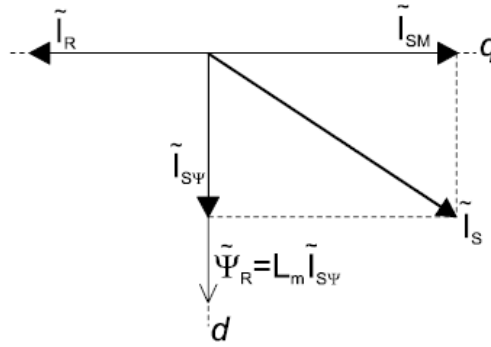
Což znamená, že je rotorový magnetický tok přímo úměrný proudu $I_{S\psi}$. Z rovnic [1.5-1] a [1.5-4] a z obrázku 1-20 pro moment vyplývá, že

$$m_i = 3p_p \frac{\overrightarrow{U_{R_R}} \overrightarrow{I_R}}{\omega_s} = 3p_p \frac{1}{\omega_s} \left(j\omega_s L_m \overrightarrow{I_{S\psi}} \right) \left(-\frac{L_m}{L_R} \overrightarrow{I_{SM}} \right) = -3p_p j \frac{L_m^2}{L_R} \overrightarrow{I_{S\psi}} \overrightarrow{I_{SM}} \quad [1.5-5]$$

Rovnice [1.5-5] naznačuje možnosti řízení momentu ASM prostřednictvím proudů $I_{S\psi}$ a I_{SM} . Je zde i jasně patrná analogie s řízením DC motoru – proud $I_{S\psi}$ supluje roli buzení (bývá

nazýván tokotvornou složkou) a proud I_{SM} (momentotvorná složka) má u ASM podobnou úlohu jako kotevní proud I_a u DC motoru ($M = c\phi_b I_a$).

Na Obr. 1-21 je fázorový diagram, jenž ilustruje vzájemnou prostorovou polohu fázorů jednotlivých veličin.



Obr. 1-21: Fázorový diagram pro schéma na Obr.1-20

Statorový proud je tedy považován za vektor ($\vec{I}_S = \vec{I}_{S\Psi} + \vec{I}_{SM}$). Regulací jeho kolmých složek (ve vhodném souřadném systému) lze snadno regulovat amplitudu a fázi celého vektoru. Tyto vztahy platí přesně pouze v ustálených stavech. Při přechodných dějích dochází k odchýlení od uvedených rovnic.

Při odvozování těchto rovnic, jež charakterizují vektorové řízení, můžeme vycházet z náhradního obvodu v klasickém tvaru („T-článek“ z obrázku 1-18).

V pohonářských regulačních strukturách se střídavé veličiny ASM s výhodou transformují do souřadných systémů, jež se vzhledem ke stojícímu statoru pohybují stejnou rychlostí jako magnetické pole uvnitř motoru. Reálné (d) a imaginární (q) složky jednotlivých veličin se pak z pohledu takového systému jeví jako stejnosměrné signály, čehož se potom využívá v regulačních strukturách podobně jako u DC pohonů.

Fázory veličin na Obr. 1-20 ($\vec{I}_S = \vec{I}_{S\Psi} + \vec{I}_{SM}$) se proto nahrazují veličinami transformovanými do synchronně rotujícího referenčního systému dq ($\vec{i}_S = i_{sd} + j i_{sq}$).

Rovnice popisující dynamiku chování ASM

Vycházím z napěťových rovnic ASM v synchronních souřadnicích dq (kapitola 1.2.2).

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq}$$

$$u_{Sq} = R_S i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_S \psi_{Sd} \quad [1.5-6]$$

$$0 = R_R i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} - (\omega_S - \omega) \psi_{Rq}$$

$$0 = R_R i_{Rq} + \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + (\omega_S - \omega) \psi_{Rd} , \quad [1.5-7]$$

Kde

$$\psi_{Sd} = L_S i_{Sd} + L_m i_{Rd}$$

$$\psi_{Sq} = L_S i_{Sq} + L_m i_{Rq}$$

$$\psi_{Rd} = L_R i_{Rd} + L_m i_{Sd}$$

$$\psi_{Rq} = L_R i_{Rq} + L_m i_{Sq} . \quad [1.5-8]$$

Pro moment platí

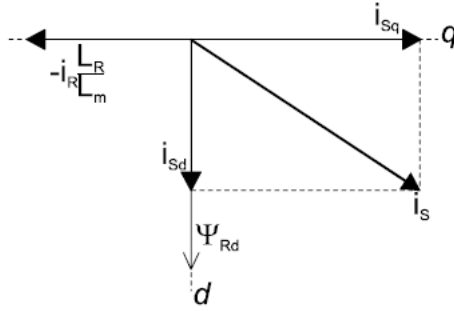
$$m_i = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_R} \text{Im} \{ \overline{i_S} \cdot \psi_R^* \} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_R} (\psi_{Rd} i_{Sq} - \psi_{Rq} i_{Sd}) . \quad [1.5-9]$$

Rovnice pro moment je ve tvaru, který je vhodný pro vektorové řízení ASM na konstantní rotorový magnetický tok. To znamená, že synchronně rotující referenční souřadný systém dq bude svázaný s vektorem rotorového toku, a to tím způsobem, že tento vektor ztotožníme s reálnou osou d .

Potom bude platit

$$\psi_{Rq} = 0 \text{ a } \psi_{Rd} = \overline{\psi_R} . \quad [1.5-10]$$

Pro tuto volbu souřadného systému platí fázorový diagram na obrázku 1-22.



Obr. 1-22: Fázorový diagram pro vektorové řízení na $\psi_R = konst.$

Za předpokladu 1.5-10 lze rotorové napětíové rovnice 1.5-7 upravit na

$$0 = R_R i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} \quad [1.5-11a]$$

$$0 = R_R i_{Rq} + (\omega_S - \omega) \psi_{Rd} \quad [1.5-11b]$$

a rovnice pro rotorový tok [1.5-8] a moment [1.5-9] na

$$\psi_{Rd} = L_R i_{Rq} + L_m i_{Sq} = 0 \quad [1.5-12]$$

$$m_i = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_R} (\psi_{Rd} i_{Sq}). \quad [1.5-13]$$

Rovnice [1.5-11] až [1.5-13] popisují dynamické chování ASM vektorově řízeného na konstantní rotorový tok. Z rovnice [1.5-13] je vidět proporcionální závislost momentu na momentotvorné složce i_{Sq} . Z rovnice [1.5-12] lze odvodit vztah mezi i_{Rq} a i_{Sq} .

$$i_{Rq} = -\frac{L_m}{L_R} i_{Sq} \quad [1.5-14]$$

Sklužová rychlost se dá vyčíslit z rovnice [1.5-11b]

$$\omega_{Sl} = (\omega_S - \omega) = -R_R \frac{i_{Rq}}{\psi_{Rd}} = \frac{R_R}{L_R} L_m \frac{i_{Sq}}{\psi_{Rd}}. \quad [1.5-15]$$

Hlavní rozdíl mezi ustáleným a přechodným stavem je vidět v rovnici [1.5-11a]. V ustáleném stavu, kdy je $d\psi_R / dt = 0$ je proud i_{Rd} nulový, zatímco v přechodném stavu je dán rovnicí [1.5-8].

$$i_{Rd} = \frac{\psi_{Rd} - L_m i_{Sd}}{L_R} \quad [1.5-16]$$

Kombinací rovnic [1.5-16] a [1.5-11a] vyloučíme rotorový proud i_{Rd} a dostaneme

$$R_R \psi_{Rd} + L_R \frac{d\psi_{Rd}}{dt} = R_R L_m i_{Sd} \cdot \quad [1.5-17]$$

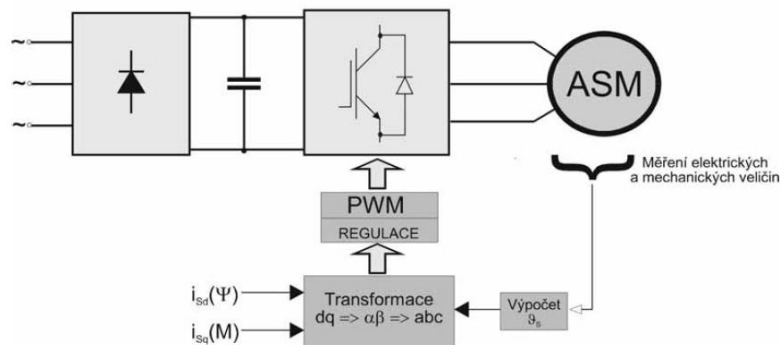
Pro ustálený stav platí

$$\psi_{Rd} = L_m i_{Sd} \text{ a } \omega_{sl} = \frac{R_R i_{Sq}}{L_R i_{Sd}}, \quad [1.5-18]$$

Což demonstruje vliv tokotvorné složky i_{sd} na magnetický tok motoru. Vektorově řízené pohony se na rozdíl od skalárního řízení vyznačují dobrou dynamikou, přesnou regulací a vysokou stabilitou.

Regulační struktury vektorového řízení

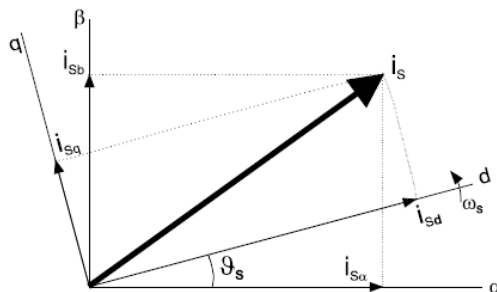
V publikovaných odborných člancích nebo v technických dokumentacích výrobců frekvenčních měničů lze nalézt různé typy regulačních struktur vektorového řízení. Většinou jejich autoři vychází z lehce měřitelných hodnot (napětí, proudy, otáčky), z nichž se potom pomocí matematického modelu ASM vypočtou ostatní vnitřní veličiny nutné pro regulaci. Obecné schéma vektorově řízeného pohonu s ASM je na Obr. 1-23.



Obr. 1-23: Obecné schéma vektorově řízeného pohonu s ASM

Řídící složky statorového proudu i_{sd} a i_{sq} jsou stejnosměrné, neboť jsou vyjádřeny v souřadném systému rotujícím rychlostí ω_s , tedy synchronně s magnetickým polem uvnitř motoru. Proud i_{sd} je nazýván tokotvornou složkou, neboť ovlivňuje velikost magnetického toku, a proud i_{sq} je

nazýván složkou momentotvornou, neboť ovlivňuje produkci momentu. Obě složky tvoří tzv. řídicí vektor, který je výstupem nadřazené proudové, popřípadě otáčkové regulace.



Obr. 1-24: Vektor statorového proudu i_s a jeho složky ve stojícím $(\alpha\beta)$ a v synchronně rotujícím (dq) systému

Pro transformaci vektoru proudu $(\bar{i}_s = i_{sd} + j i_{sq})$ ze synchronně rotujících do statorových souřadnic $(\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta})$ je zapotřebí znát aktuální pozici magnetického toku, tedy úhel ϑ_s . Jednotlivé metody vektorového řízení se od sebe odlišují hlavně způsobem získávání této informace (na Obr. 1-23) reprezentován blokem výpočet ϑ_s). Proud vyjádřený ve statorových souřadnicích $\alpha\beta$ již lze přivést do regulátoru proudu, jehož výstupem jsou střídavá fázová napětí, jenž jsou následně pulsně-šířkově modulována (PWM). Výsledkem této modulace jsou pulsy pro řízení spínání 3-fázového napěťového střídače.

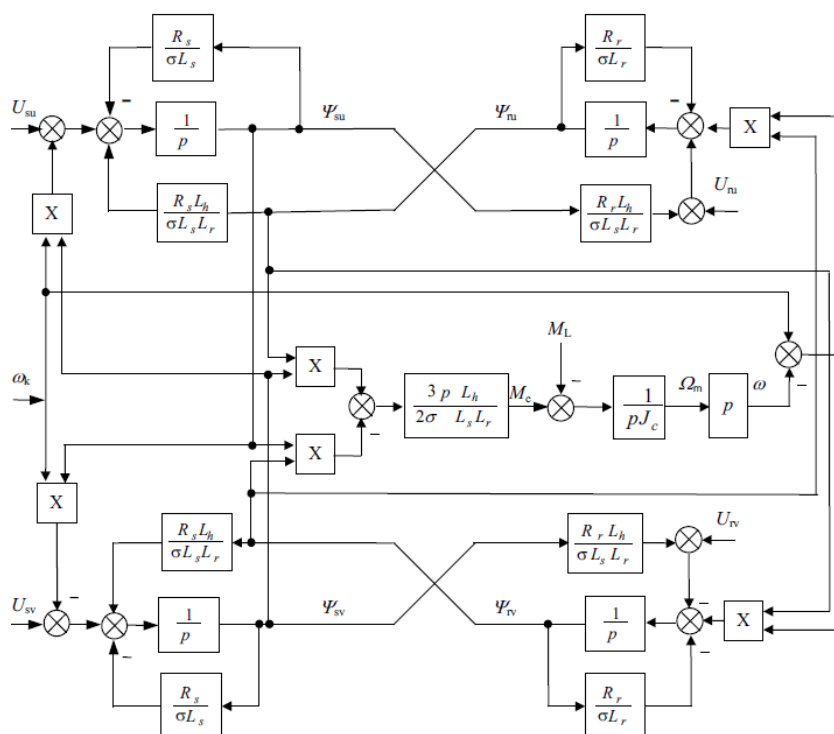
Výpočty veličin nutných pro regulaci jsou prováděny na základě matematického modelu ASM a měřených hodnot. Jednotlivé aplikace se liší v přesnosti modelu a v počtu snímaných veličin a způsobu jejich měření.

Příklad typické struktury vektorového řízení ASM je na Obr. 1-25. Měřené fázové proudy se nejprve vyjádří v dvouosých statorových souřadnicích $\alpha\beta$ a potom se transformují do synchronně rotujícího referenčního systému dq. Požadovaná synchronní rychlost ω_s se počítá v bloku „výpočet ω_s “ sečtením měřené mechanické úhlové rychlosti ω s rychlostí skluzovou ω_{sl} vypočtenou dle rovnice [1.5-18]. Integrací ω_s dostaneme aktuální úhel natočení vektoru rotorového magnetického toku ϑ_s , jenž využijeme v transformačních rovnicích (kapitola 1.2.2). Výstupem obou proudových regulátorů (pro tokotvornou i momentotvornou složku) jsou žádaná statorová napětí U_{sd} a U_{sq} , jenž se po odvaznutí transformují do statorových souřadnic $(U_{s\alpha}, U_{s\beta})$ a následně modulují v PWM modulátoru. Obecně se složka i_{sd} mění velmi pomalu a při velmi rychlých regulačních změnách zůstává téměř konstantní. Složka i_{sq} se naopak mění velmi dynamicky.

3. Simulační ověření vlastností regulačních struktur s vektorovým řízením a asynchronním motorem

Na základě modelu znázorněného na Obr. 2 jsem sestavil v programu MATLAB-SIMULINK simulační model asynchronního motoru ve statorovém souřadném systému – viz Obr. 2.4 [3].

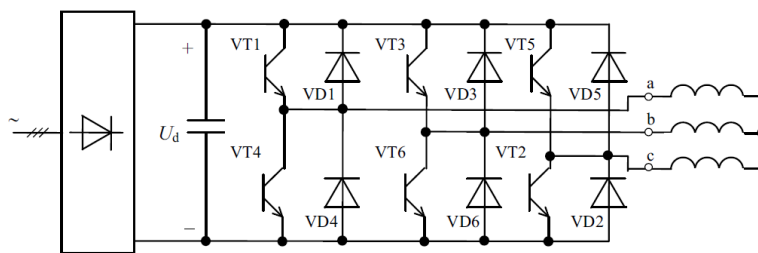
Vnitřními (stavovými) proměnnými jsou pouze magnetická spřažení a otáčky. Jednotlivé transformace a úpravy do stavového tvaru viz. [2].



Obr. 2. Blokové schéma tokového modelu asynchronního motoru

3.1. Matematický model měniče kmitočtu s napět'ovým střídačem

Pro napájení asynchronních motorů u moderních pohonů např. s vektorovým řízením nebo přímým řízením momentu je vhodné použít nepřímý měnič kmitočtu s napět'ovým střídačem v zapojení dle Obr. 2.1. Spínače VT1 až VT6 jsou pro malé a střední výkony tvořeny nejčastěji tranzistory IGBT a pro velké výkony GTO tyristory [5].



Obr. 2.1. Schéma zapojení napět'ového střídače

Zjednodušující předpoklady pro modelování tohoto měniče jsou následující:

- Ideální napájecí síť:
 - Nulová impedance napájecí sítě
- Ideální polovodičové prvky měniče s:
 - Nulovým odporem v sepnutém stavu
 - Nekonečným odporem v rozepnutém stavu
 - Okamžitým spínáním, resp. rozepínáním tranzistorů či tyristorů = ideální komutace
- Nulová tzv. ochranná doba, což je časová prodleva mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru (či tyristoru) ve větvi
- Konstantní napětí ve stejnosměrném meziobvodu

Pro řízení efektivní hodnoty výstupního napětí se v zásadě používají tyto způsoby PWM[4]:

- Komparační šířkově pulzní modulace vytvořená komparací trojúhelníkového nebo pilovitého napětí s řídicím, sinusovým napětím
- Vektorová šířkově pulzní modulace, jejíž princip spočívá v realizaci vypočtené polohy a velikosti prostorového vektoru statorového napětí

Obě tyto metody byly simulovány v [5] včetně možnosti zpřesnění okamžité hodnoty napětí v meziobvodu U_d v závislosti na zatížení motoru při dané velikosti kapacity kondenzátoru a porovnány některé jejich vlastnosti.

V simulacích provedených v rámci této práce byla použita komparační šířkově pulzní modulace s uvažováním konstantní hodnoty U_d .

Stanovení výstupního napětí v matematickém modelu měniče vychází z okamžitých průběhů napětí při spínání tranzistorů [6]. To je dáno porovnáním tří referenčních – řídicích napětí u_{ra} ,

u_{rb} , u_{rc} s jedním pilovitým napětím u_p přiváděným z generátoru pily. V případě, že je řídicí napětí pro danou fázi (větev) větší než napětí pily, spíná horní spínač příslušné větve, v opačném případě spínač spodní.

Pokud $u_{ra} \geq u_p$ pak $u_{a0} = U_d/2$ jinak $u_{a0} = -U_d/2$

Pokud $u_{rb} \geq u_p$ pak $u_{a0} = U_d/2$ jinak $u_{a0} = -U_d/2$

Pokud $u_{rc} \geq u_p$ pak $u_{a0} = U_d/2$ jinak $u_{a0} = -U_d/2$

Na základě těchto pomocných napětí u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} (majících význam napětí mezi příslušnou výstupní svorkou měniče a středem napětí U_d stejnosměrného meziobvodu) vypočteme okamžité hodnoty fázových napětí dle [6] a napětí u_α a u_β

$$u_\alpha = (2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0})/3 = u_\alpha \quad [2.1-1]$$

$$u_b = (2u_{b0} - u_{c0} - u_{a0})/3 \quad [2.1-2]$$

$$u_c = (2u_{a0} - u_{a0} - u_{b0})/3 \quad [2.1-3]$$

$$u_\beta = (u_b - u_c)/\sqrt{3} = \frac{1}{3}(2u_{b0} - u_{c0} - u_{a0} - 2u_{c0} + u_{a0} + u_{b0})/\sqrt{3} = (u_{b0} - u_{c0})/\sqrt{3}$$

[2.1-4]

Prostorový vektor napětí bude zaujímat 6 poloh (nenulových), navíc zde může dojít k nulovému vektoru ($u_a = u_b = u_c = 0$), jestliže je současně sepnuta trojice spínačů, resp. diod 1-3-5 nebo 2-4-6.

3.1.1. Simulace pohonu s asynchronním motorem napájeným z napěťového střídače

Byl simulován pohon s regulační strukturou dle Obr. 2.2. Je použit asynchronní motor typu P 112 M04 o následujících parametrech:

$$P_n = 2,7 \text{ kW}, n_n = 1360 \text{ ot/min}, p=2, f_n = 50 \text{ Hz}, M_n = 19 \text{ Nm}, J_m = 0,013 \text{ kgm}^2$$

$$U_{sn} = 380/220 \text{ V} \quad \text{efektivní hodnota – motor zapojen do hvězdy}$$

$$I_{sn} = 7,51 \text{ A} \quad \text{efektivní hodnota jmenovitého fázového proudu}$$

$$R_s = 2,1 \text{ } \Omega \quad \text{činný odpor statorové fáze (teplý stav)}$$

$$R_r = 2,51 \text{ } \Omega \quad \text{činný odpor rotorové fáze (teplý stav, přepočtený na stator)}$$

$L_h = 0,129 \text{ H}$	hlavní (magnetizační) indukčnost
$L_{s\sigma} = 0,008 \text{ H}$	rozptylová indukčnost fáze statoru
$L_{s\sigma} = 0,008 \text{ H}$	rozptylová indukčnost fáze rotoru (přepočtená na stator)

Motor byl napájen z nepřímého měniče kmitočtu v zapojení dle Obr. 2.1. sestávajícího ze vstupního diodového usměrňovače v zapojení trojfázový můstek (napětí ve ss meziobvodu nastaveno na hodnotu $U_d=540 \text{ V}$) a napět'ového střídače s IGBT tranzistory. Řízení výstupního napětí je provedeno pomocí komparační PWM s kmitočtem pilovitého signálu $f_p=1 \text{ kHz}$ o amplitudě $U_{pmax}=\pm 10 \text{ V}$.

3.1.2. Parametry čidel a regulátorů:

Čidlo proudu: zesílení $K_I=1 \text{ V/A}$, filtrační časová konstanta $T_I=0,5 \text{ ms}$.

Regulátory proudu typu PI: zesílení $K_{RI}=0,5$, časová konstanta $T_I=5 \text{ ms}$, omezení v ose x : $\pm 4,8 \text{ [V]}$, v ose y : $\pm 8,7 \text{ [V]}$.

Regulátor otáček typu PI: zesílení $K_{R\Omega}=1$, časová konstanta $T_{R\Omega}=50 \text{ ms}$, omezení $=\pm 6 \text{ [A]}$.

Regulátor magn. proudu typu PI: zesílení $K_{Rm}=1$, čas. konstanta $T_{Rm}=100 \text{ ms}$, omezení $=\pm 6 \text{ [A]}$.

Regulátor napětí typu I: časová konstanta $T_{Ru}=135 \text{ ms}$, omezení $=\pm 6 \text{ [A]}$.

Podrobný popis regulační struktury je uveden v [4, 7]. Jedná se o strukturu regulace otáček s vektorovým řízením v systému tzv. orientovaných souřadnic (x, y) , pro který platí, že v ose x leží výsledný rotorový magnetický tok resp. magnetizační proud i_m . Vyhodnocení prostorového vektoru této veličiny je zde provedeno pomocí tzv. proudového modelu (blok BVOV) [4] – viz Obr. 2.3., který vychází ze znalosti úhlu natočení rotoru a rotorové časové konstanty. Výstupem z bloku je absolutní hodnota prostorového vektoru magnetizačního proudu a jeho poloha (úhel γ) vzhledem k reálné ose α statorového souřadného systému.

Orientující úhel γ je pak zaváděn do bloků transformace souřadnic z (α, β) na (x, y) pro získání skutečných proudů i_{sx} a i_{sy} , (blok BVN 2) resp. z (x, y) na (α, β) pro určení řídicích napětí napět'ového střídače (BVN 1).

Žádaná budící složka statorového proudu i_{sx}^* je určována PI regulátorem magnetizačního proudu R_{im} (resp. magnetického toku), který zpracovává regulační odchylku mezi žádanou hodnotou i_m^* a skutečnou hodnotou i_m vypočtenou v bloku BVOV pomocí proudového modelu. Žádanou hodnotu i_m^* magnetizačního proudu určuje I regulátor R_u na základě regulační odchylky mezi žádanou hodnotou modulu vektoru statorového napětí, jehož velikost určuje

počátek oblasti odbuzování, a vypočtenou hodnotou modulu vektoru satorového napětí, získanou pomocí bloku vektorového analyzátoru VA ze žádaných složek u_{sx}^* a u_{sy}^* .

Žádaná momentová složka satorového proudu i_{sy}^* je určována PI regulátorem otáček R_Ω .

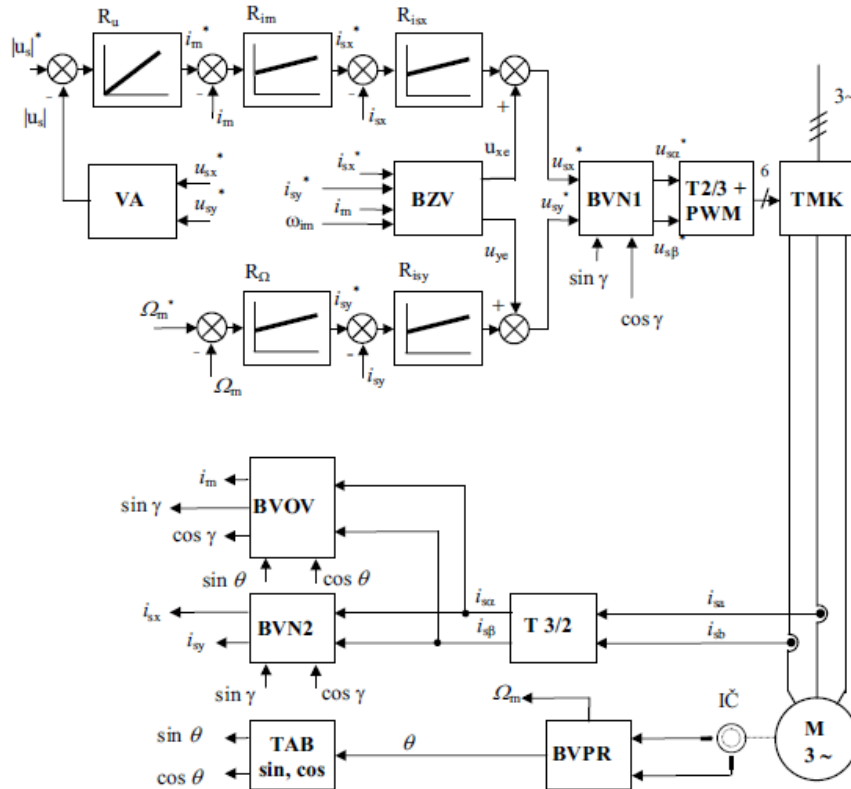
Obě složky prostorového vektoru satorového proudu jsou pak regulovány v podřazených regulačních smyčkách proudu. Ke zkvalitnění těchto regulací je vhodné přičíst k výstupům regulátorů proudu složky napětí odstraňující vazby mezi osami x a y dle následujících vztahů:

$$u_{xe} = -\omega_{im} \sigma L_s i_{sy} \quad [2.2-1]$$

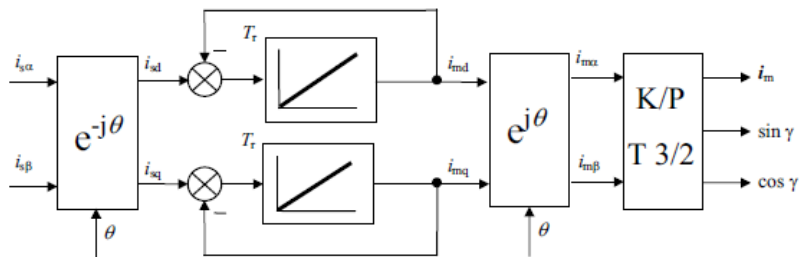
$$u_{ye} = \omega_{im} [\sigma L_s i_{sx} + (1 - \sigma) L_s i_{mx}] \quad [2.2-2]$$

$$\omega_{im} = \frac{d\gamma}{dt} \quad [2.2-3]$$

Toto je realizováno v bloku zrušení vazeb.



Obr. 2.2. Struktura regulace rychlosti asynchronního motoru s vektorovým řízením



Obr. 2.3. Blokové schéma pro vyhodnocení magnetizačního proudu a orientujících veličin

Simulační model struktury regulace rychlosti asynchronního motoru napájeného z napěťového střídače s vektorovým řízením je na Obr. 2.4. Model motoru je sestaven na základě matematického modelu AM – viz. Obr. 2.5. Čidla otáček, úhlu natočení a proudů zde uvažují idealizované, s jednotkovým přenosem (výstupy přímo v základních jednotkách veličin).

Pro blok samostatného napěťového střídače byl vytvořen v MATLABu samostatný M-file a začleněn do simulační struktury SIMULINKu pomocí bloků Matlab function (viz. Obr. 2.6.). Rozkreslené simulační modely ostatních bloků struktury jsou pak uvedeny na Obr. 2.7. až 2.9.

Omezení všech veličin v obvodu viz předchozí parametry čidel a regulátorů.

V bloku zrušení vazeb a v bloku VA pro učení modulu prostorového vektoru statorového napětí je potřeba znát velikost zesílení měniče kmitočtu K_{MK} . To je určeno na základě následujícího vztahu [4] pro použitou komparační PWM:

$$K_{MK} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_d}{U_{p\max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{540}{10} = 27 \quad [2.2-4]$$

Modul statorového napětí v bloku VA pak určíme z řídících napětí v ose x a y :

$$|U_s| = K_{MK} \sqrt{u_{sx}^{*2} + u_{sy}^{*2}} \quad [2.2-5]$$

Průběhy veličin na níže uvedených obrázcích dokumentují chování regulačního obvodu (Obr. 2.10 až 2.22). Odezva skutečných otáček na Obr. 2.11. odpovídá průběhu žádaných otáček dle Obr. 2.10.

Z důvodu poměrně malé žádané hodnoty otáček je zde nastaven režim bez odbuzování. Důsledkem je stav, kdy regulátor napětí pracuje na omezení s konstantní hodnotou žádaného magnetizačního proudu 6 A. Akční veličinou pro vytváření tohoto magnetizačního proudu je proud i_{sx} dle následujícího vztahu:

$$i_m = \frac{1}{1 + pT_r} i_{sx} \quad [2.2-6]$$

Protože výstup z regulátoru magnetizačního proudu, tj. žádaný proud i_{sx}^* je omezen rovněž na 6 A (průběh skutečného proudu i_{sx} viz. Obr. 2.17.), probíhá nabuzování s konstantní hodnotou $i_{sx}=6$ A dle vztahu (2.2-6), tj. po exponenciále (viz Obr. 2.22., resp. 2.23), přičemž nabuzovací děj je prakticky ukončen za $\frac{3}{4}$ rotorové časové konstanty T_r

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{L_h + L_{r\sigma}}{R_r} = \frac{0,129 + 0,008}{2,51} = 0,0546 \text{ s} \quad [2.2-7]$$

Obr. 2.21. a Obr. 2.22. dokumentují dobrou shodu mezi modulem magnetizačního proudu i_m rekonstruovaném obvodem dle Obr. 2.3. a modulem rotorového spřaženého toku ψ_r získaným z modelu asynchronního motoru. Vztah mezi těmito veličinami je dán [4]:

$$\psi_r = L_h i_m = 0,129 \cdot 6 = 0,774 \text{ Wb} \quad [2.2-8]$$

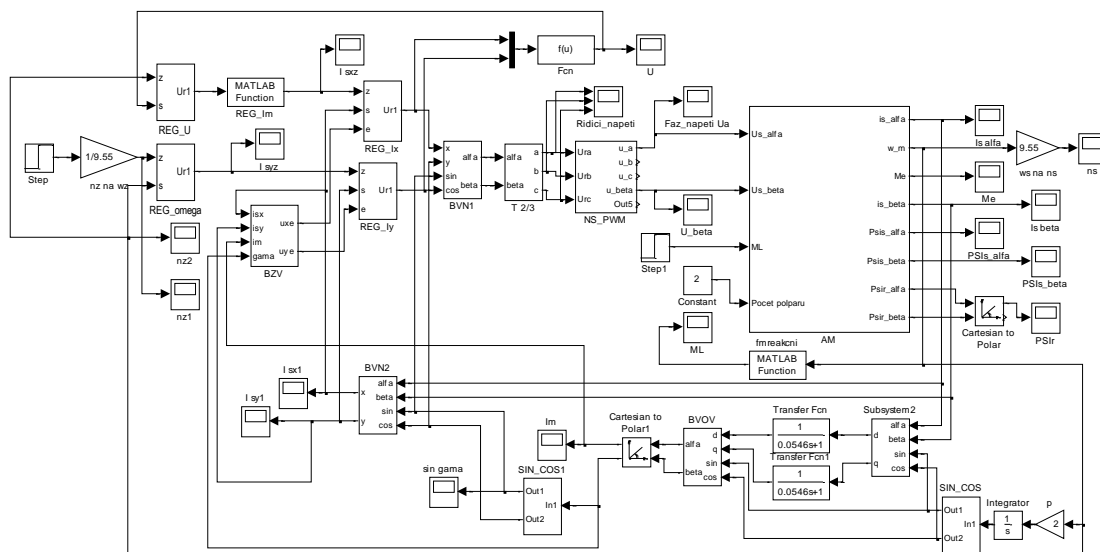
Elektromagnetický moment motoru je dán při dané velikosti ψ_r momentotvornou složkou satorového proudu i_{sy} . Pro rozběh je tento moment vyčíslen v následujícím vztahu [5]

$$M_e = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_r} \psi_r i_{sy} = \frac{3}{2} 2 \frac{0,129}{0,137} \cdot 0,774 \cdot 6 = 13,1 \text{ Nm} \quad [2.2-9]$$

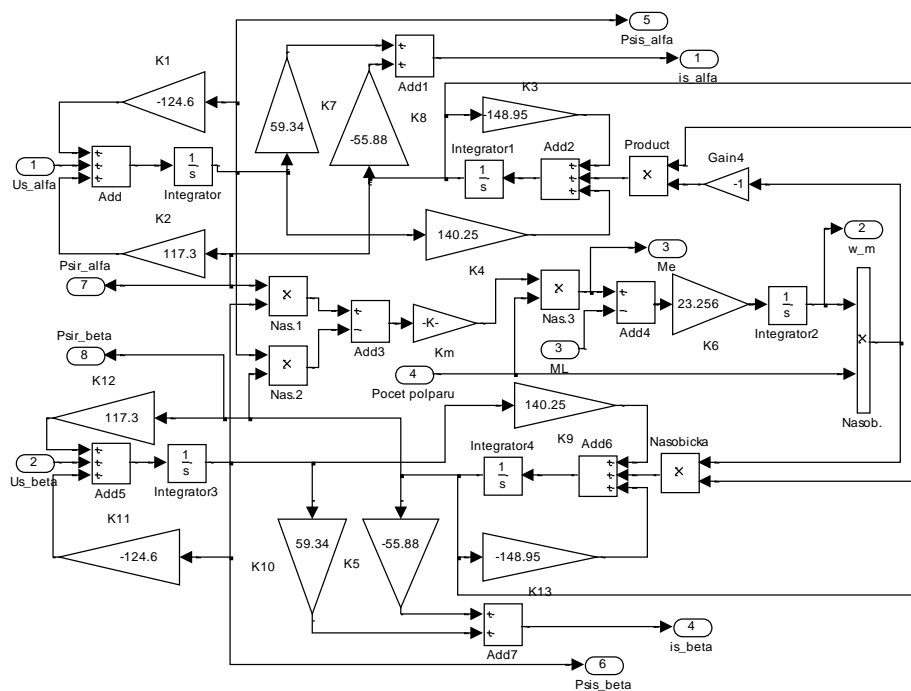
Pro zadávání žádaného toku, resp. proudu i_{sx} jsem napsal do bloku Matlab function následující funkci. Její průběh je zobrazen na Obr. 2.16.

```
function [vystup] = Im_zadane (vstup);

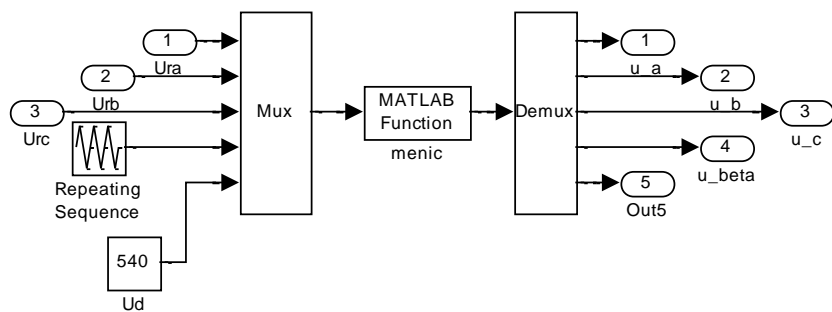
if vstup(1)<0.9*142.4;
vystup(1)=6;
else vystup(1)=( (0.9*142.4) / ( (vstup(1)) ) ) *6;
end;
end
```



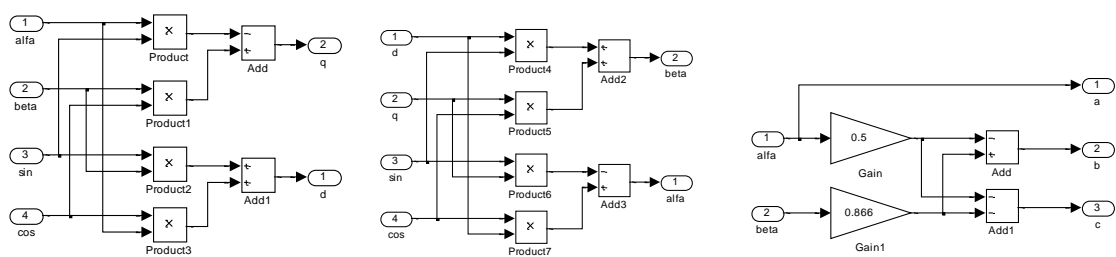
Obr. 2.4. Simulační model struktury regulace rychlosti asynchronního motoru napájeného z napěťového střídače s vektorovým řízením



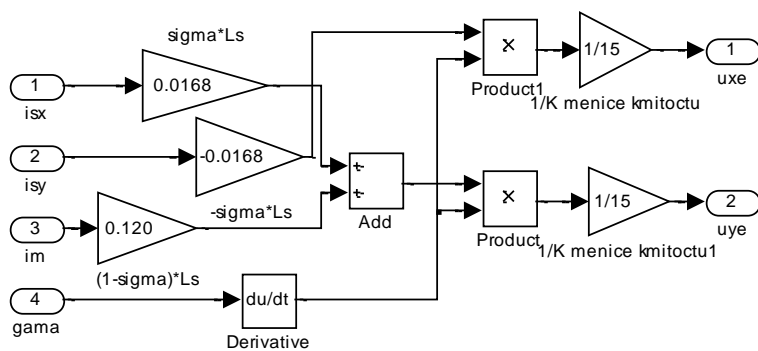
Obr. 2.5. Simulační model asynchronního motoru napěťově napájeného



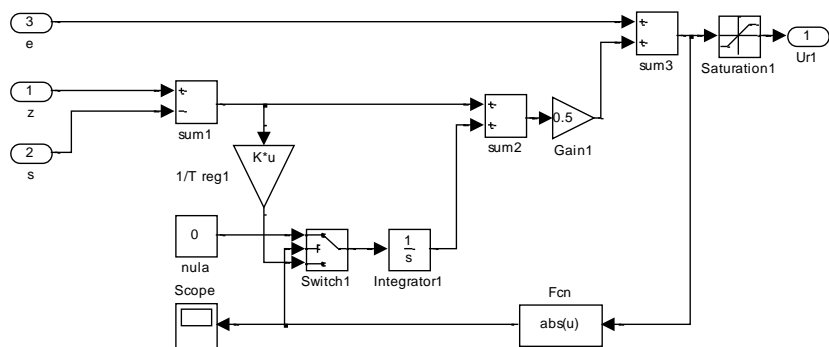
Obr. 2.6. Simulační model měniče kmitočtu s napět'ovým střídačem



Obr. 2.7. Simulační modely transformací souřadnic



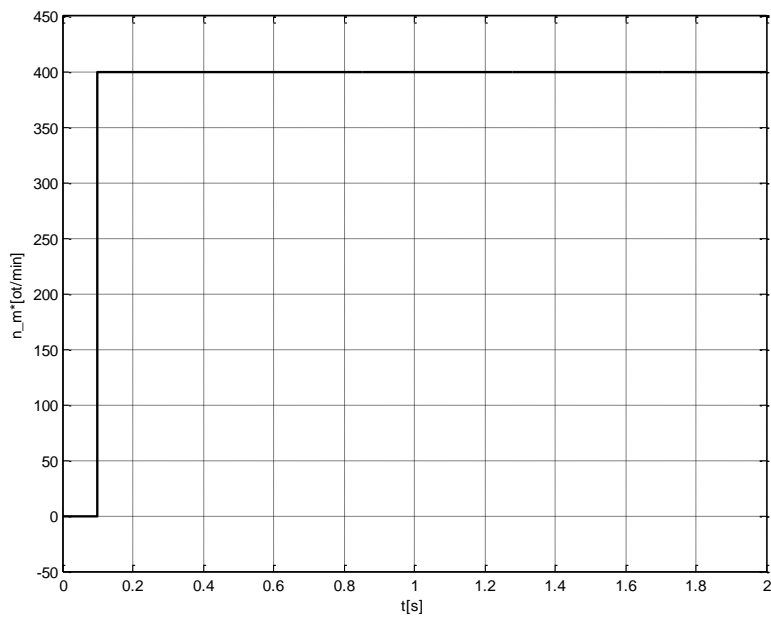
Obr. 2.8. Blok zrušení vazeb



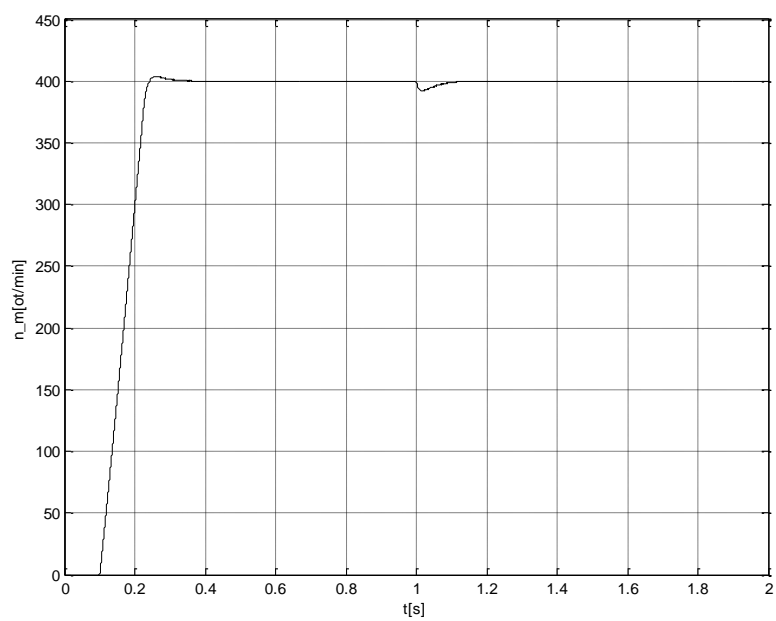
Obr. 2.9. Simulační model regulátoru proudu v ose x, resp. y

3.2. Jednotlivé simulační průběhy pro žádanou hodnotu otáček

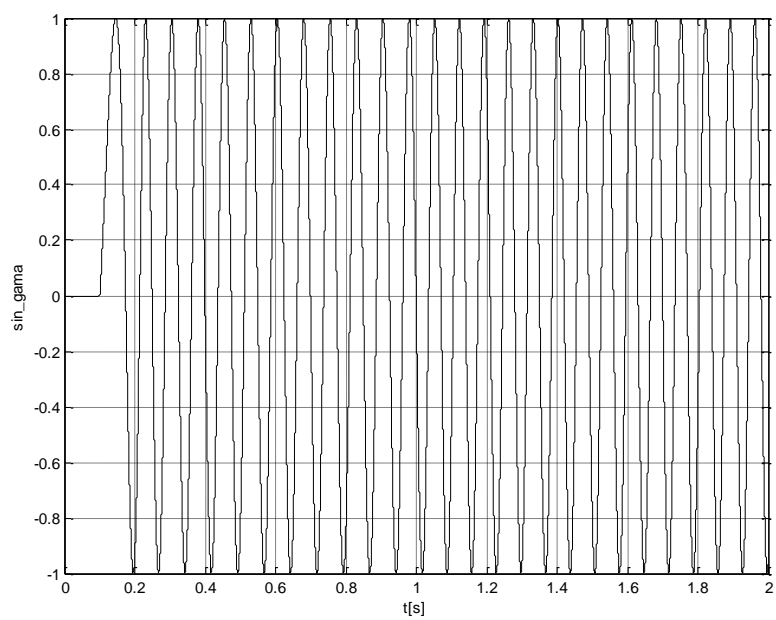
$$n_m = 400 [\text{ot} / \text{min}]$$



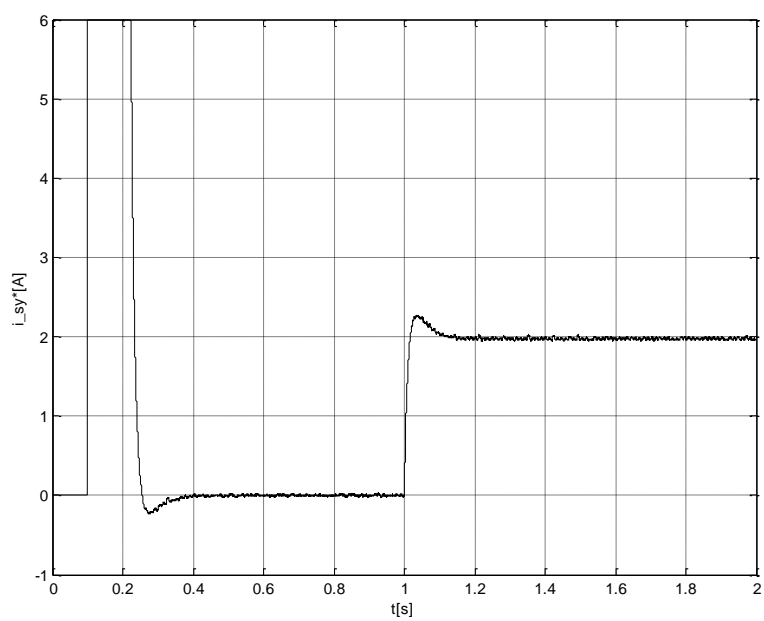
Obr. 2.10. Žádané otáčky n_m^* [ot/min]



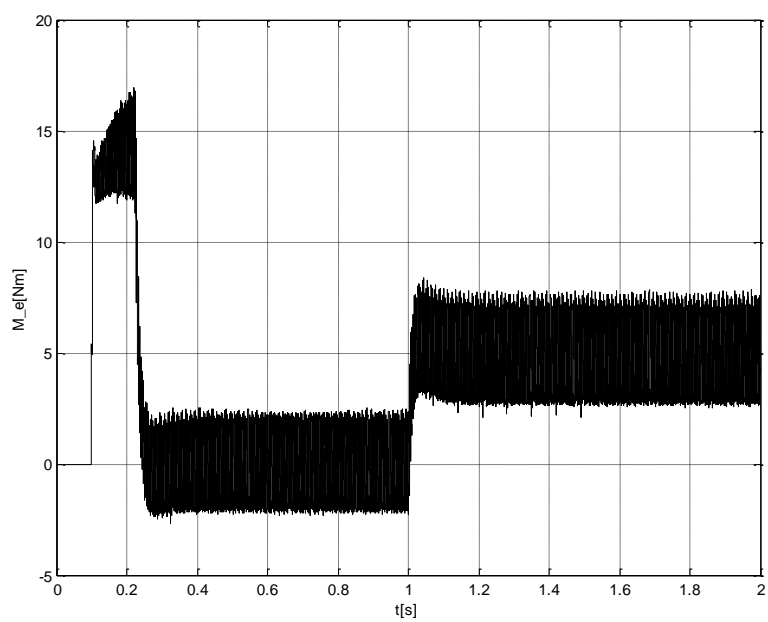
Obr. 2.11. Skutečné otáčky n_m [ot/min]



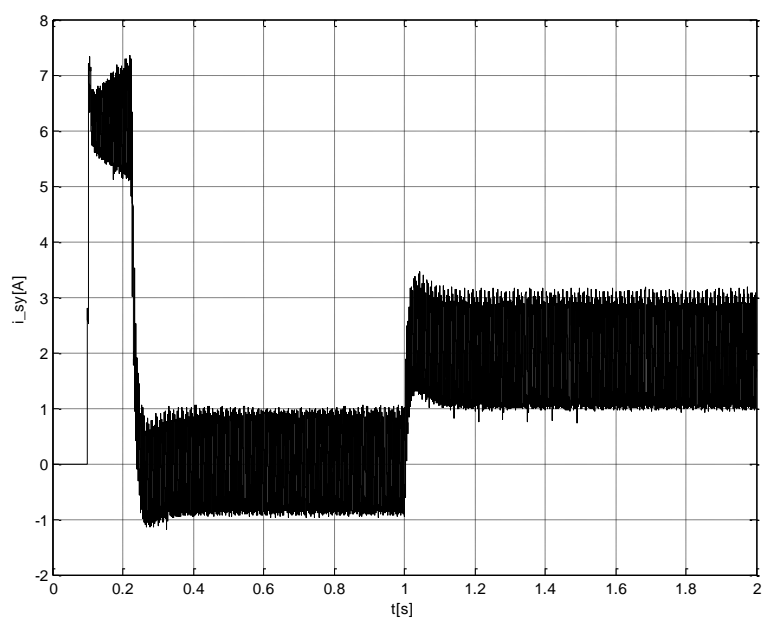
Obr. 2.12. Průběh $\sin(\gamma)$



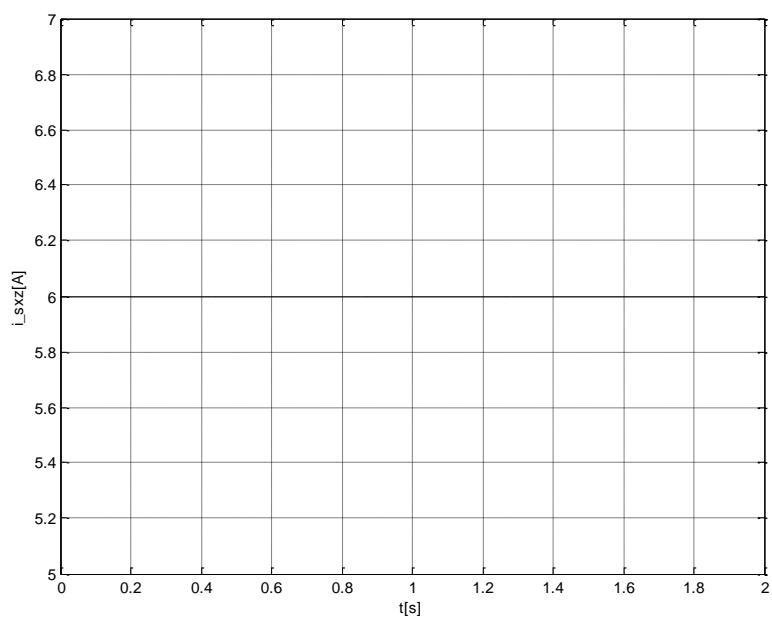
Obr. 2.13. Žádaný momentotvorný proud i_{sy}^* [A]



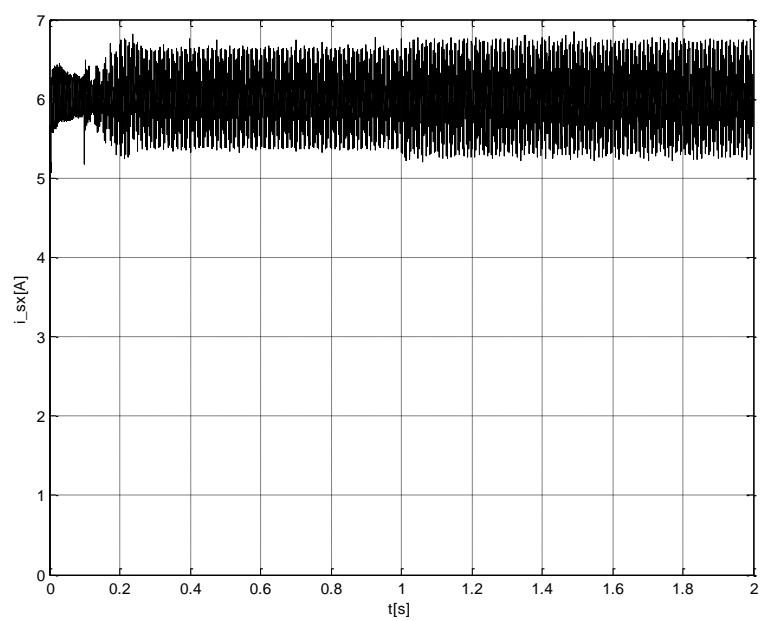
Obr. 2.14. Moment motoru M_e [Nm]



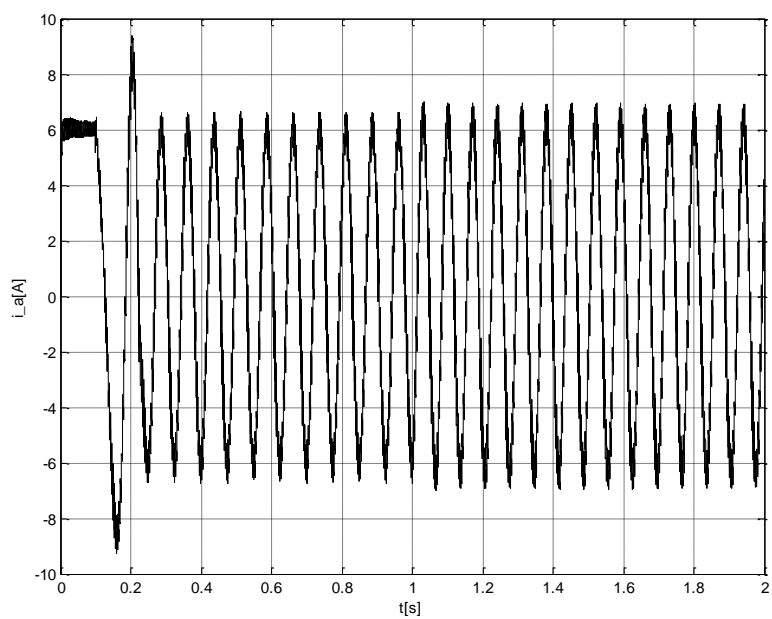
Obr. 2.15. Skutečný momentotvorný proud i_{sy} [A]



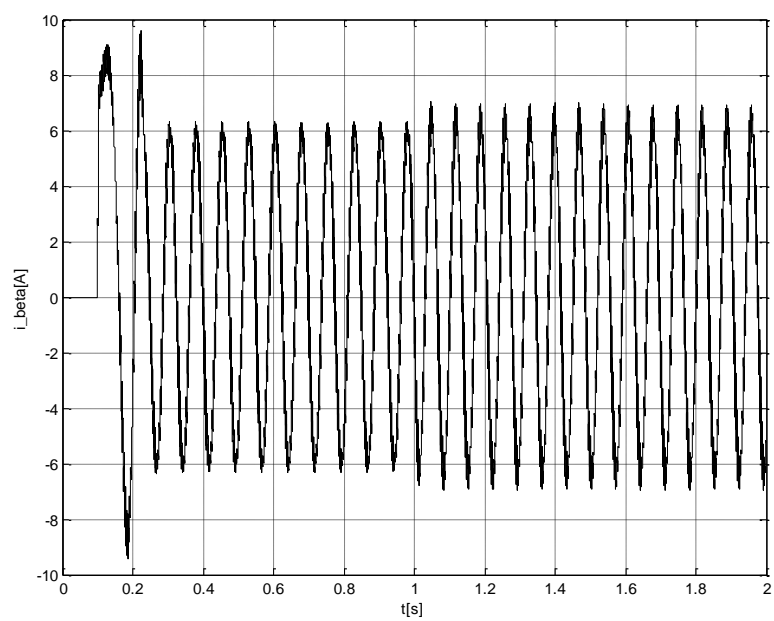
Obr. 2.16. Žádaný budicí proud i_{sxz} [A]



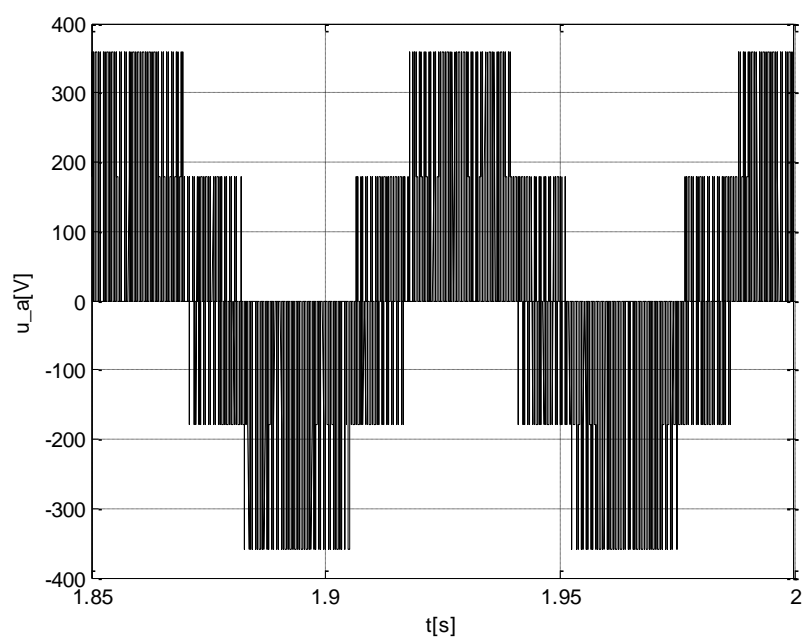
Obr. 2.17. Skutečný budicí proud $i_{sx}[A]$



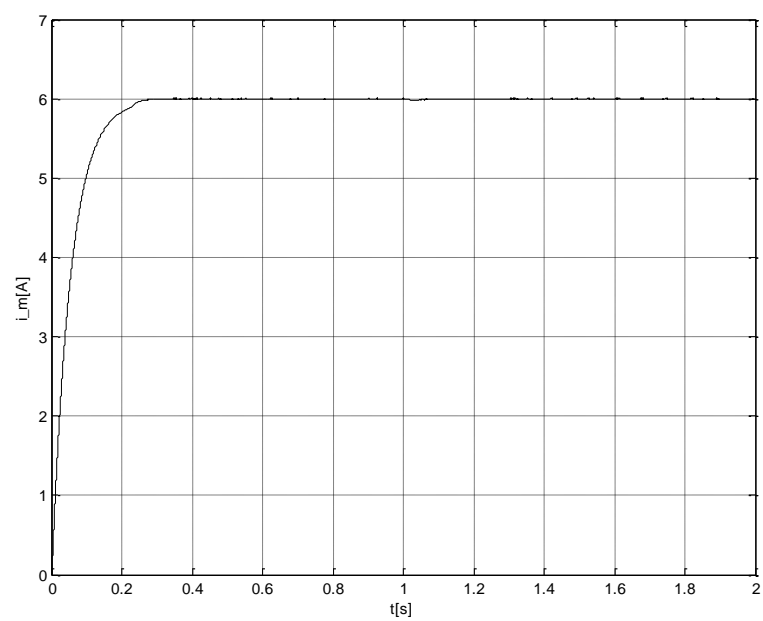
Obr. 2.18. Průběh fázového proudu $i_a[A]$



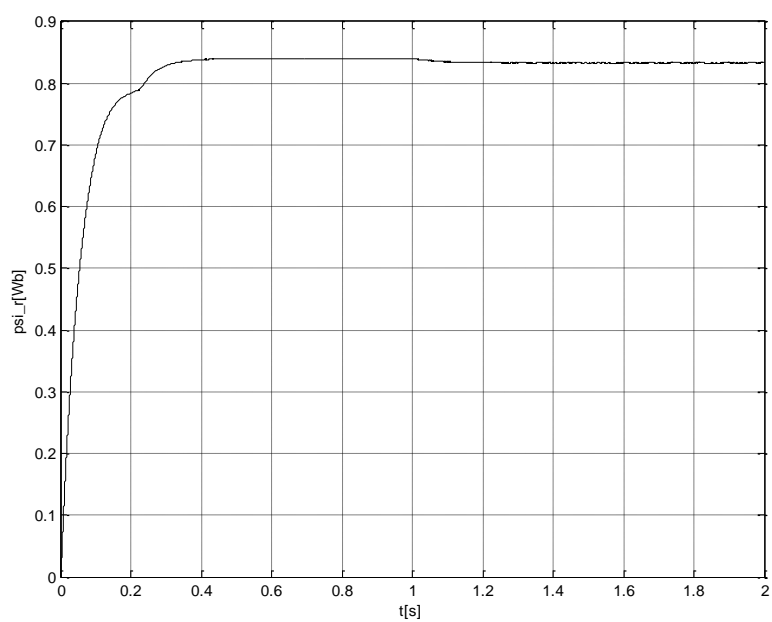
Obr. 2.19. Průběh proudu $i_{\beta}[A]$



Obr. 2.20. Průběh fázového napětí $u_a[A]$



Obr. 2.21. Magnetizační proud i_m [A]

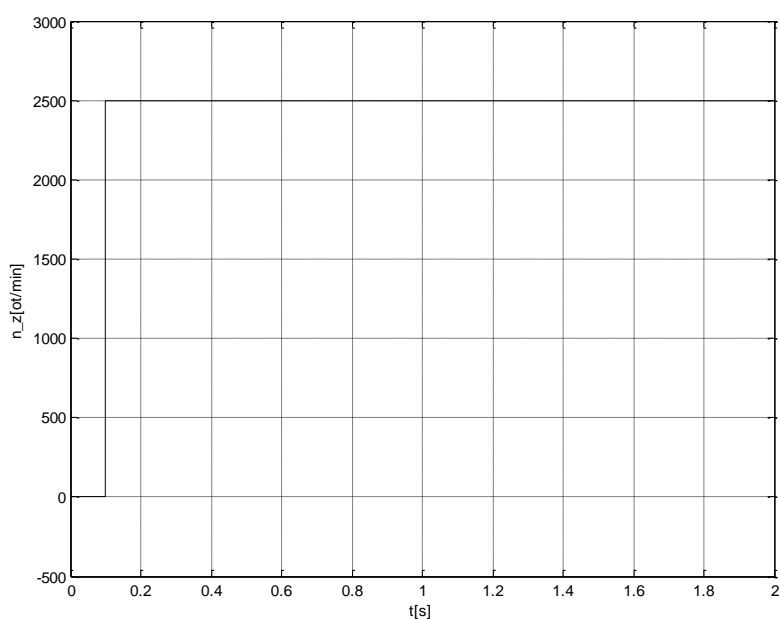


Obr. 2.22. Magnetický spřažený tok ψ_r [Wb]

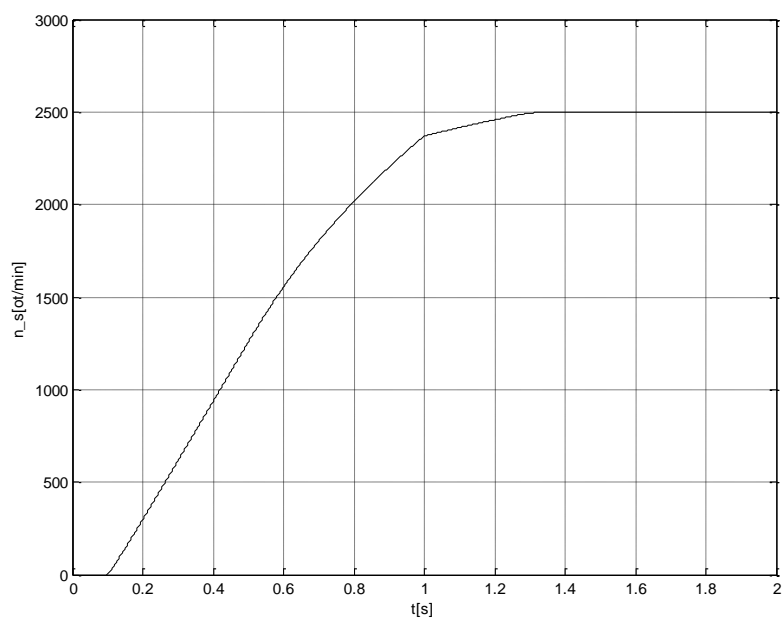
3.3. Jednotlivé simulační průběhy pro žádanou hodnotu otáček

$$n_m = 2500 [\text{ot} / \text{min}]$$

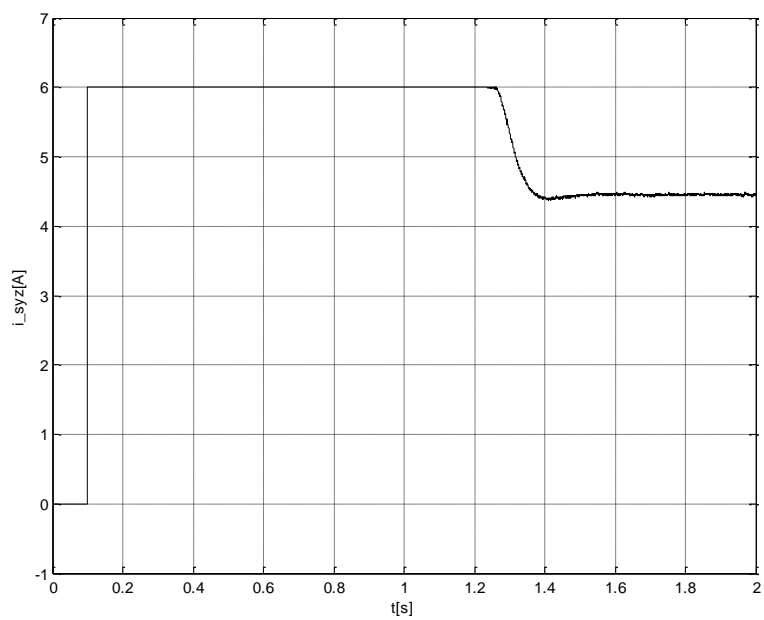
Následující časové průběhy (Obr. 2.23-2.29) jsou vyšetřeny při odbuzení. Při otáčkách větších jak 1224 [ot/min] dochází k odbuzení, což je $0,9\omega_n$. Pro názornost jsem zvolil žádanou hodnotu otáček 2500 [ot/min]. Vstupní veličinu momentu zátěže M_L jsem nastavil na konstantní hodnotu 5[Nm] po vteřině rozběhu asynchronního motoru, což je patrné z jednotlivých průběhů.



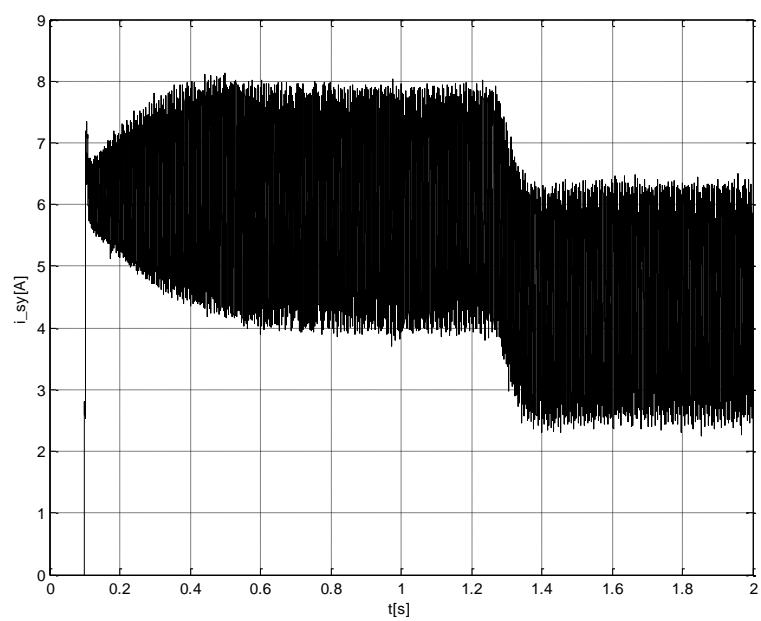
Obr. 2.23. Žádané otáčky n_z [ot/min]



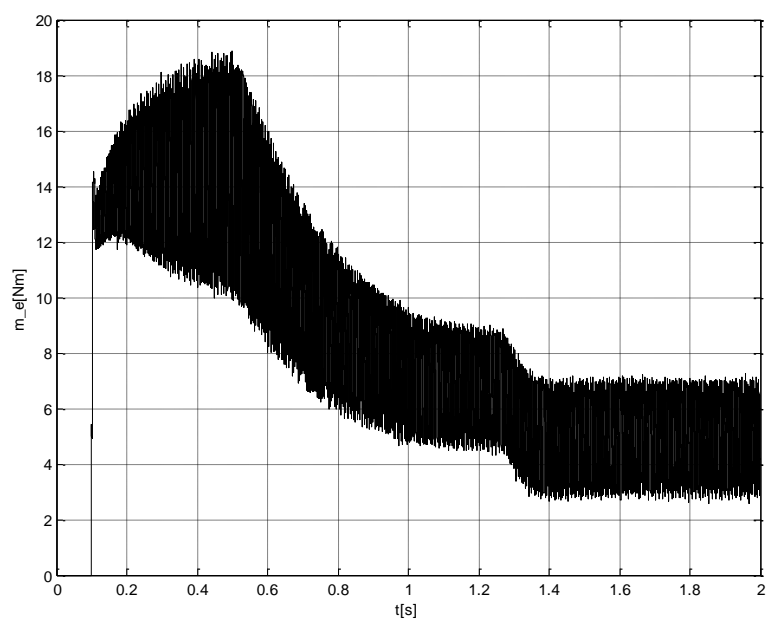
Obr. 2.24. Skutečné otáčky n_s [ot/min]



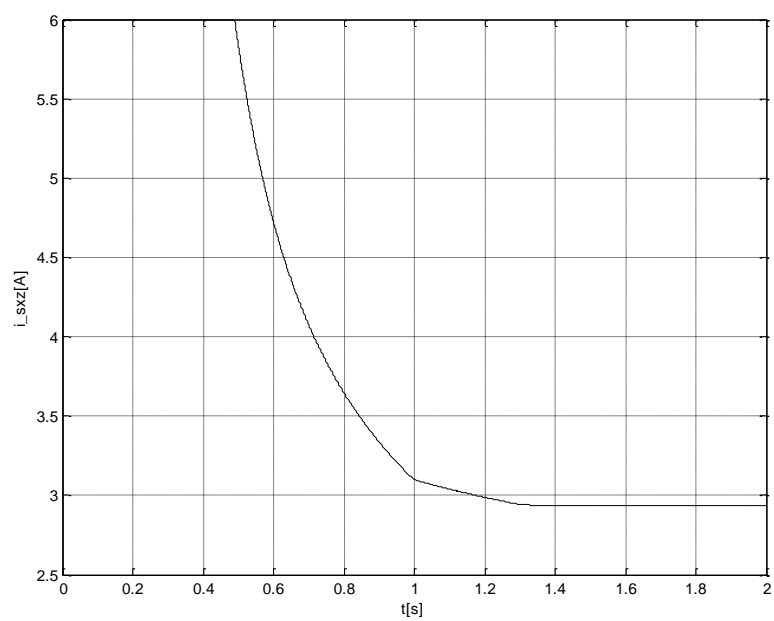
Obr. 2.25. Žádaný momentotvorný proud i_{sy} [A]



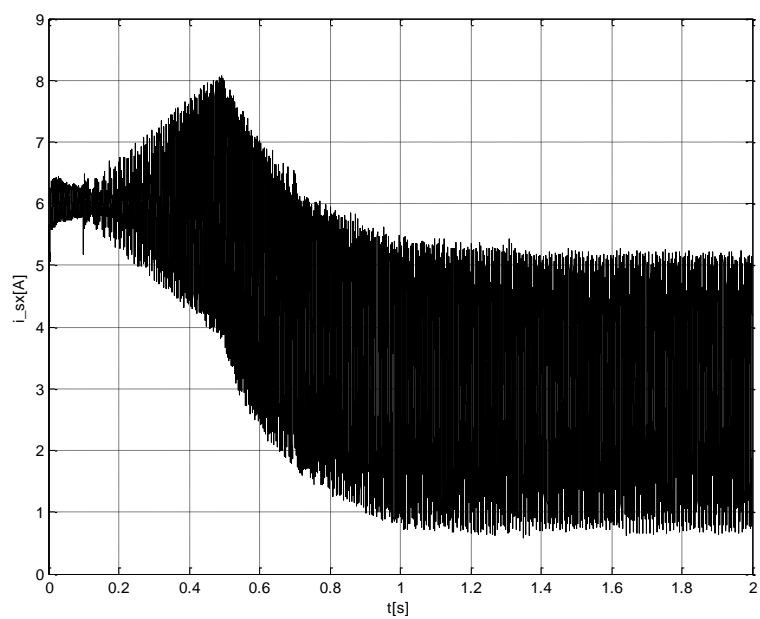
Obr. 2.26. Skutečný momentotvorný proud i_{sy} [A]



Obr. 2.27. Moment motoru M_e [Nm]



Obr. 2.28. Žádaný budicí proud i_{sxz} [A]



Obr. 2.29. Skutečný budicí proud i_{sx} [A]

4. Závěr

Podstatným výstupem této práce je simulačně funkční moderní elektrický pohon. Výkonový měnič je tvořen 3-fázovým napětiovým střídačem, který je schopen vyprodukovat na svém výstupu pulsní napětí o amplitudě 360V (záleží na velikosti a charakteru napětí v DC meziobvodu, v mém případě 540V). Maximální modulační kmitočet jsem nastavil na 1kHz. Stanovení výstupního napětí je dáno porovnáváním tří referenčních napětí s jediným pilovitým napětím o velikosti 10V.

V této práci jsem si ověřil režim bez odbuzování i při odbuzování. V režimu bez odbuzování jsem nastavil poměrně malou hodnotu žádaných otáček (400 ot/min). Jmenovitá hodnota otáček tohoto zkoušeného motoru je 1360 ot/min. Důsledkem byl stav, kdy regulátor napětí pracuje na omezení s konstantní hodnotou žádaného magnetizačního proudu 6A. Akční veličinou pro vytváření tohoto magnetizačního proudu je proud i_{sx} . Nabuzování probíhá s konstantní hodnotou 6A po exponenciále, přičemž nabuzovací děj je prakticky ukončen za $\frac{3}{4}$ rotorové časové konstanty T_r . Obr. 2.11 až 2.22 dokumentují správnost uvedených teoretických předpokladů. V režimu při odbuzování, kdy žádanou hodnotu otáček jsem nastavil na 2500 ot/min, již bylo nutné zvýšit saturační omezení v regulátoru proudu I_y . Regulátor napětí pracoval na omezení s konstantní hodnotou žádaného magnetizačního proudu 6A a při otáčkách větších jak $0,9 \omega_n$ začalo docházet k odbuzování viz. Obr. 2.23 až 2.29.

Od teoretického zpracování včetně simulace na PC a popř. praktická realizace vede velice komplikovaná cesta. Vyžaduje jednak teoretické znalosti, ale také praktické zkušenosti s velmi širokým záběrem v celé oblasti elektrotechniky. Návrhem pro další rozvoj by mohlo být simulační ověření skupinového napájení asynchronního motoru, popř. použití dvoumotorového systému se společným napájením.

5. Literatura

- [1] KADANÍK, P.: *Řízení asynchronního motoru bez použití snímače rychlosti*, FEL ČVUT. Praha 2004.
- [2] NEBORÁK, I.: *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Ostrava 2002.
- [3] NEBORÁK, I.: *Modely asynchronního motoru pro účely simulace*. In: sborník 25. celostátní konference o elektrických pohonech, str. 327-332. Plzeň 1997.
- [4] BRANDŠTETTER, P.: *Střídavé regulační pohony – Moderní způsoby řízení*. Ostrava 1999.
- [5] NEBORÁK, I.: *Příspěvek k modelování a simulaci střídavých regulačních pohonů*. Kandidátská disertační práce, VŠB Ostrava 1992.
- [6] VONDRÁŠEK, F.: *Výkonová elektronika I, II*. Skriptum VŠSE Plzeň 1981.
- [7] PALACKÝ, P.: *Střídavý regulační pohon s asynchronním motorem a identifikací rotorové časové konstanty*. Doktorská dizertační práce, VŠB-TU Ostrava 1999.